Elektronica en Telecommunicatie 6

Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.
Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.374:621.394.4

Synthese en analyse van synchrone datasignalen, gerealiseerd met behulp van transversale filters[1])

door ir. A. Kok, Centrale Directie PTT, 's-Gravenhage



Summary: *Synthesis and analysis of synchronous data signals realized by means of transversal filters.*
Starting from a desired signal spectrum, various possibilities for the synthesis of a pulse series are considered, while a priori minimum intersymbol interference and the *Nyquist* signalling rate are aimed at. By means of signal space diagrams the result is compared with known modulation methods. The possibility of an approach based on transversal (digital) filter techniques is indicated. Some signal sequences can be detected in entirely different manners.

Described as interesting possibilities are 4-phase detection of a signal sequence consisting of elementary pulse forms placed close together in pairs ('quasi dibits'), and duo-binary FM-detection of elementary pulses placed at regular distances.

1. Inleiding

Bij de indeling in modulatiemethoden is de naamgeving in het algemeen ontleend aan een kenmerkende grootheid uit de tijdfunctie (voor de betekenis van de symbolen wordt verwezen naar hoofdstuk **8**):

$$a\cos(2\pi ft + \varphi) \tag{1}$$

die met de over te dragen informatie wordt gemoduleerd. Dit heeft geleid tot namen als amplitudemodulatie, frequentiemodulatie, fasemodulatie voor die gevallen waarin in de uitdrukking (1) resp. a, f of φ als functie van de tijd wordt gemoduleerd. We willen in dit artikel voorbijgaan aan typische impuls- en codemodulatiemethoden en ons tot de bovengenoemde categorie beperken. In deze categorie behoren nog vele bekende modulatiemethoden thuis die opgevat kunnen worden als afgeleiden van de drie genoemde basisvormen. Zo kan bijv. een enkelzijbandsignaal worden gezien als te zijn ontstaan via amplitude-modulatie, waarna men één van de zijbanden en de draaggolf onderdrukt, in de wetenschap dat de informatie in één zijband volledig besloten ligt. In deze gedachtengang gaat men dus steeds uit van een bepaalde manipulatie in het tijdgebied, waarna men met behulp van filtering, enz., het frequentiespectrum naar believen nog verder bijschaaft.

Op het gebied van de datatransmissie is in de laatste tijd door sommige onderzoekers een wat andere aanpak van deze zaken gevolgd, waardoor de verschillende mogelijkheden in een wat ander perspectief kunnen worden bezien. Men stelt hierbij niet meer alleen de tijdfunctie (1) voorop, maar beziet de zaken wat meer direct vanuit het frequentiespectrum van een elementairimpulsvorm, waarbij men dat spectrum benadert door een (smalle) impuls met behulp van een transversaal-digitaal filter om te vormen tot de bij dat spectrum behorende tijdfunctie. De impulsen aan de ingang van het digitale filter zijn van de over te zenden informatie afgeleid. Een specifieke eigenschap van deze filters is dat rechte fasekarakteristieken daarmee heel gemakkelijk zijn te realiseren; dit geeft aan deze benaderingswijze een extra praktische grondslag. Met behulp van de relatief grote vertragingstijden, die met transversale-digitale filters kunnen worden gerealiseerd, kunnen ook impulsresponsies met grote inslingertijden (zoals die bijv. behoren bij een 'ideaal' filter) goed worden benaderd. Verder is het duidelijk dat de ontwikkeling, die de laatste jaren in de bouwstenen van de digitale techniek heeft plaatsgehad, deze veranderde beschouwingswijze heeft gestimuleerd. Overigens volgt uit het feit dat men ook bij de geschetste gedachtengang de bekende verbanden tussen frequentie- en tijddomein niet uit het oog dient te verliezen, dat toch wisselwerking tussen gekozen frequentie- en tijdfuncties zal plaatsvinden.

In het volgende zullen enige mogelijkheden in verband met synchrone datatransmissie worden beschreven. Daarbij zal blijken dat men, uitgaande van eenzelfde basissignaal, kan komen tot de synthese van bijv. een AM-on-off-signaal, een

---

[1]) Bewerking van een onder dezelfde titel gehouden voordracht op de 206e werkvergadering van het NERG op 12 december 1969 te Delft.

AM-dubbelzijbandsignaal met onderdrukte draaggolf (identiek aan een tweefasesignaal), een vierfasesignaal, een enkelzijbandsignaal, een duo-binair FM-signaal of een signaal, bestaande uit twee orthogonaal gemoduleerde signalen. Soms zijn ook principieel verschillende detectiemogelijkheden op eenzelfde signaalvorm toepasbaar.

2. Signalen met een vlak spectrum

Bij het zoeken naar signaalvormen, die geschikt zijn voor datatransmissie via telefoonkanalen of primaire groepen, ligt het wegens de betrekkelijk vlakke frequentiekarakteristiek van deze transmissiewegen enigszins voor de hand om een signaal te onderzoeken dat een vlak spectrum bezit tussen twee frequenties f_1 en f_2, terwijl het spectrum buiten dit frequentiegebied de waarde nul heeft.

Kent men aan het spectrum van een elementair datasignaal een uniforme, reële amplitudedichtheid A toe tussen de frequenties $-f_2$ en $-f_1$ en tussen f_1 en f_2, dan behoort daarbij de tijdfunctie:

$$f(t) = \int_{-f_2}^{-f_1} A\,e^{j\omega t}\,df + \int_{f_1}^{f_2} A\,e^{j\omega t}\,df = \frac{2A}{\pi t}\sin\frac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)\,t\cdot$$

$$\cdot\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)\,t \qquad (2)$$

Fig. 1. geeft een mogelijk verloop van deze functie weer.

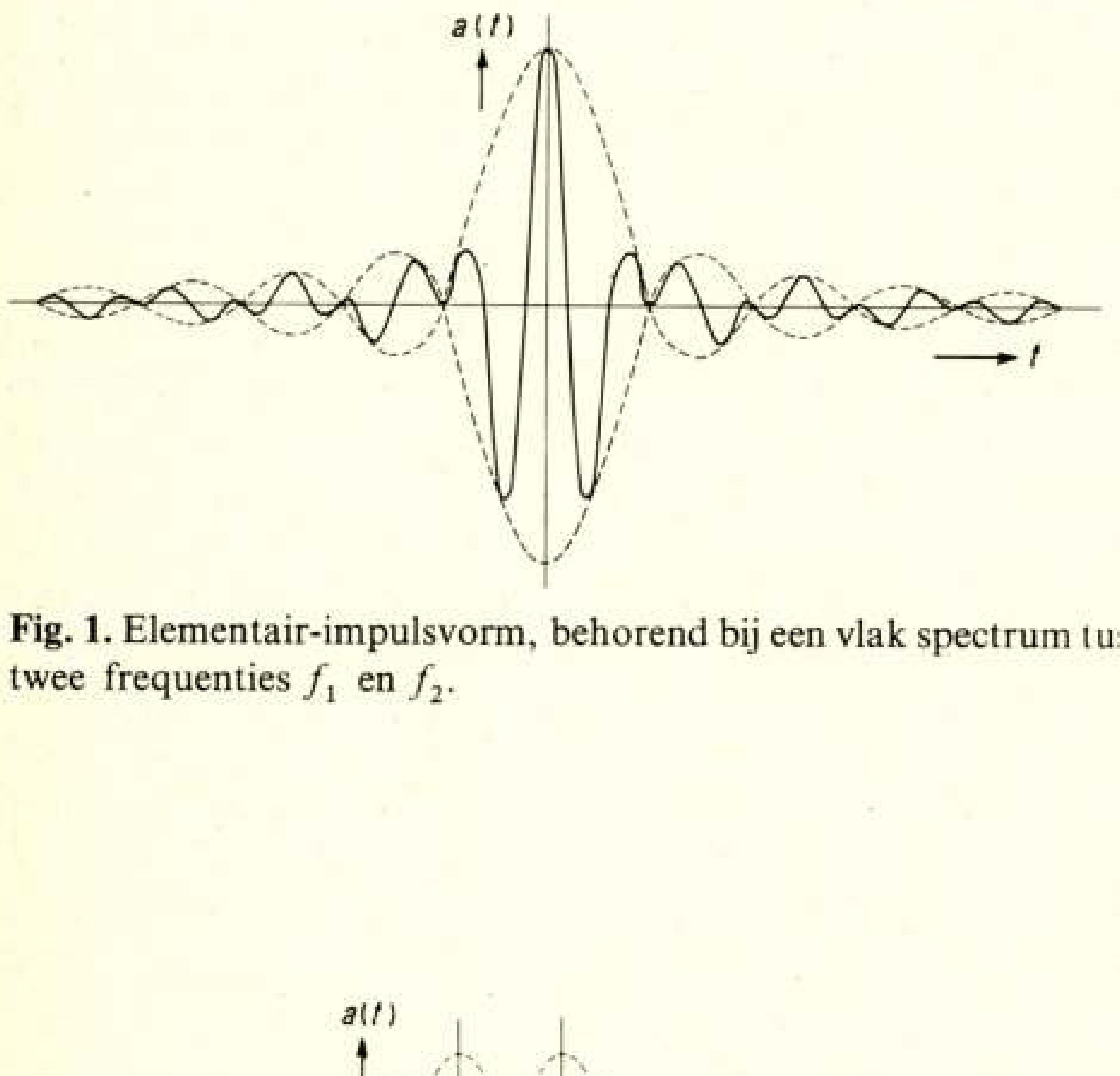


Fig. 1. Elementair-impulsvorm, behorend bij een vlak spectrum tussen twee frequenties f_1 en f_2.

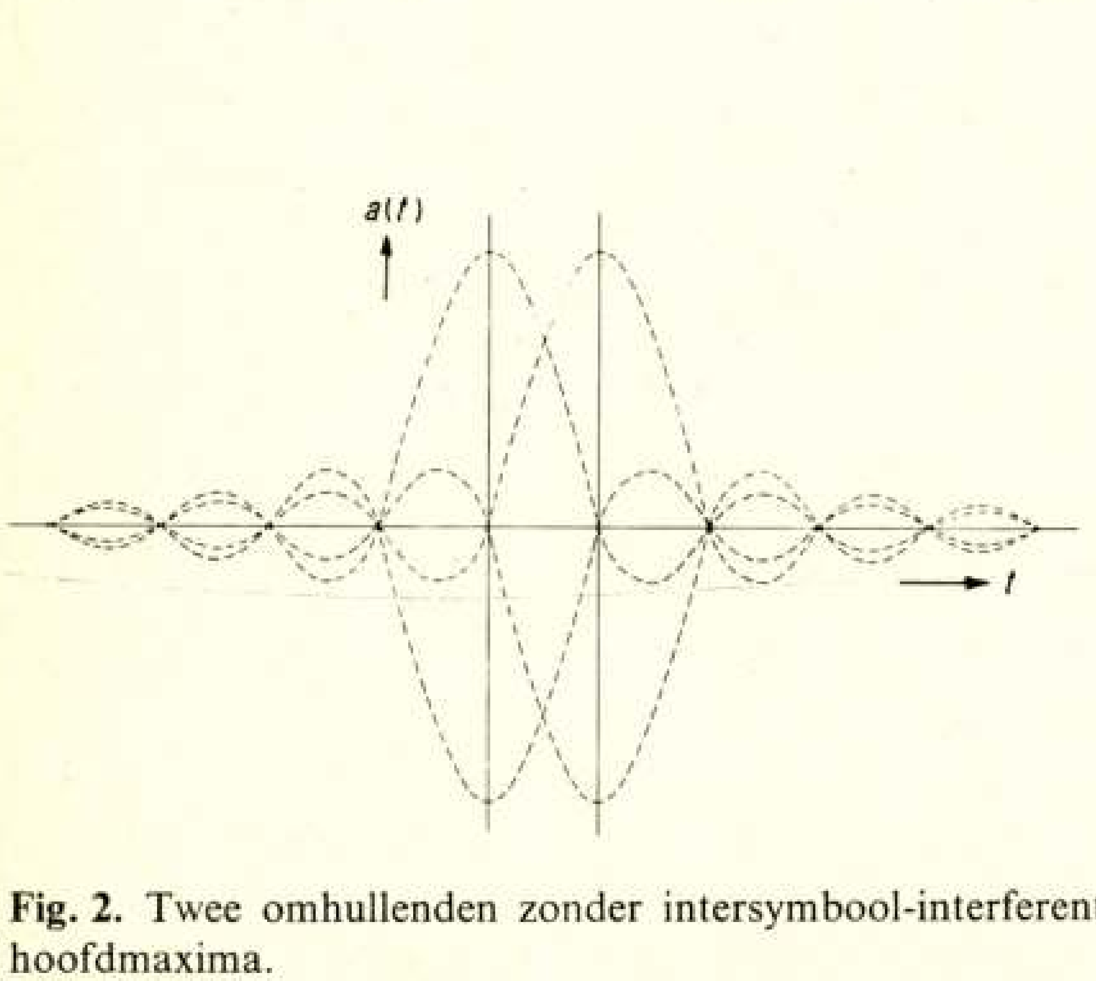


Fig. 2. Twee omhullenden zonder intersymbool-interferentie op de hoofdmaxima.

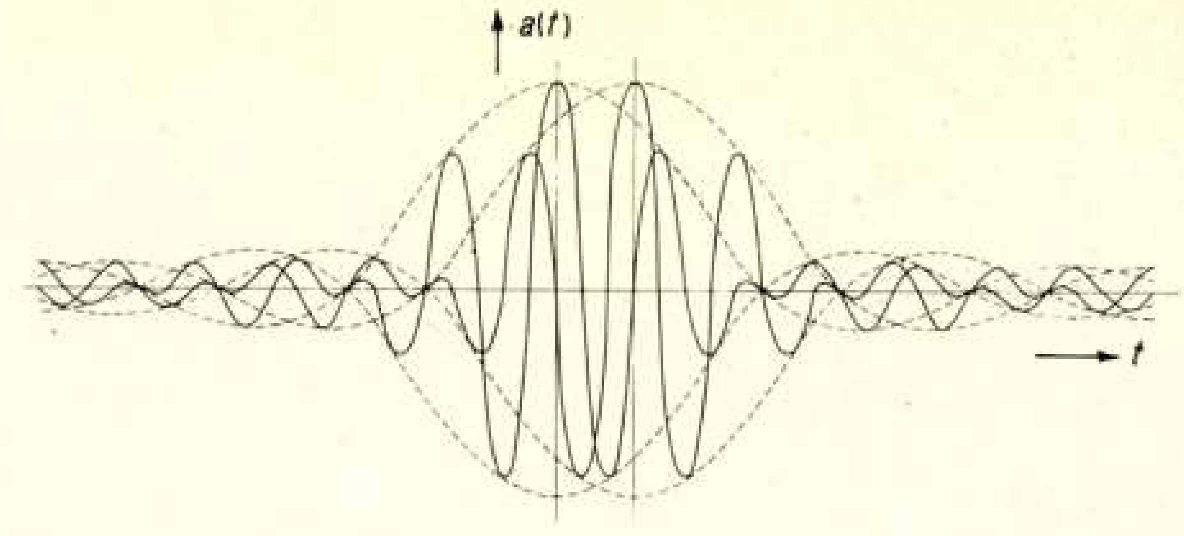


Fig. 3. Twee orthogonale elementair-impulsen zonder intersymbool-interferentie op de hoofdmaxima.

Deze elementair-impulsvorm heeft als omhullende de functie:

$$a(t) = \frac{2A\sin\frac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)t}{\pi t} \qquad (3)$$

die is opgevuld met een signaal van de frequentie $\frac{1}{2}(f_2+f_1)$. De omhullende is nul op tijdsafstanden (seconden) $k_1/(f_2-f_1)$ van het hoofdmaximum; op deze tijden kunnen dan hoofdmaxima van andere elementairsignalen worden geplaatst zonder dat op die momenten intersymbool-interferentie optreedt (zie fig. 2).

Op deze wijze kunnen dan (f_2-f_1) signalen per seconde hun plaats vinden; elk van deze signalen kan worden gemoduleerd met één of meer bits informatie, afhankelijk van het feit of twee- of meerniveau-overdracht wordt toegepast. Bij nadere beschouwing is het duidelijk dat, als men naast de elementair-impulsvorm gegeven door (2) nog een elementair-impulsvorm plaatst met het hoofdmaximum op een tijdstip waarop de factor $\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t$ in (2) nul is, men geen intersymbool-interferentie heeft tussen beide impulsen op de tijdstippen van de hoofdmaxima; dit volgt direct uit de symmetrie van impulsvorm (2).

Mag deze tweede impulsvorm echter ook niet interfereren met de impulsvormen die de hoofdmaxima op de tijdstippen $k_1/(f_2-f_1)$ hebben, dan moet (f_2+f_1) een geheel aantal malen (f_2-f_1) bedragen. Onder die voorwaarde kunnen we deze impulsplaatsen ook gebruiken voor informatie-overdracht zonder dat intersymbool-interferentie optreedt. We mogen niet verwachten dat we op deze wijze meer dan één nuldoorgang van $\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t$ tussen de nulpunten van $\sin\frac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)t$ kunnen benutten, daar anders de reeds door *Nyquist* aangegeven grens aan de transmissiesnelheid zonder intersymbool-interferentie zou worden overschreden. We kunnen wel systematisch één van de nuldoorgangen tussen twee tijdstippen $\frac{k_1}{f_2-f_1}$ en $\frac{k_1+1}{f_2-f_1}$ benutten voor het plaatsen van een hoofdmaximum (zie fig. 3).

We bereiken op die manier de Nyquist-grens van $2(f_2-f_1)$ signalen per seconde zonder intersymbool-interferentie; het is uit het voorgaande duidelijk dat met deze signaalvorm slechts exact synchroon kan worden gewerkt. Samenvattend kan men stellen dat, wil men met de impulsvorm (2) de Nyquist-seinsnelheid $2(f_2-f_1)$ kunnen halen zonder intersymbool-interferentie, dient te gelden:

$$(f_2+f_1) = k_2(f_2-f_1) \qquad k_2>0 \qquad (4)$$

of, anders geformuleerd:

$$f_2 = \frac{k_2+1}{k_2-1}f_1 \qquad k_2>0 \qquad (5)$$

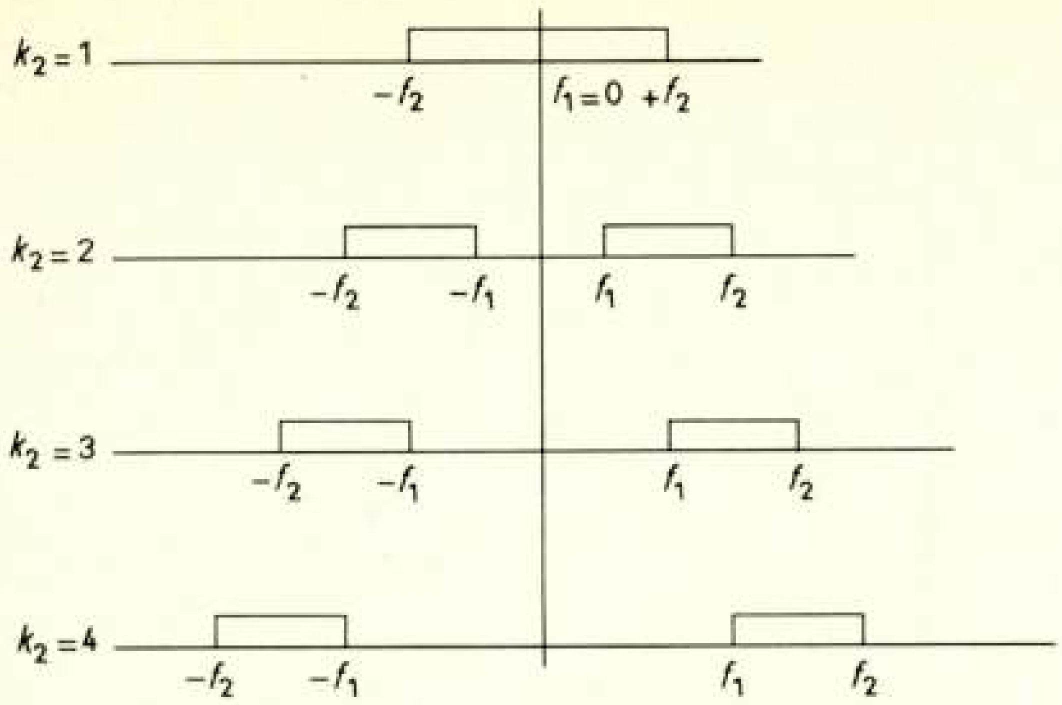


Fig. 4. Mogelijke liggingen van de signaalspectra.

Fig. 4 geeft enige mogelijke liggingen van het signaalspectrum aan, waarbij $f_2 - f_1$ voor de verschillende gevallen constant is gehouden.

Tussen twee hoofdmaxima op tijdsafstanden $\dfrac{1}{f_2 - f_1}$ van elkaar kan op één van de afstanden:

$$\frac{2k_3+1}{2k_2(f_2-f_1)} \qquad (0 \leq k_3 < k_2) \qquad (6)$$

na elk hoofdmaximum nog een hoofdmaximum worden geplaatst zonder dat intersymbool-interferentie optreedt. Voor de gevallen $k_2 > 1$ geldt dat, als dit signaal eenmaal is gevormd, het verder in frequentie omhoog moduleren in enkelzijbandtechniek een vrij eenvoudige zaak is door het ontbreken van signaal in de band tussen f_1 en 0. Men verkrijgt daardoor een relatief grote afstand tussen de twee zijbanden, waardoor de ongewenste zijband gemakkelijk is weg te filteren. Of men deze techniek zal volgen of dat men zal trachten het signaal direct in de gewenste bandligging te verwezenlijken, kan (behalve van economische factoren) ook van andere bijkomende overwegingen afhangen. In één van de volgende hoofdstukken wordt een technische mogelijkheid tot directe benadering van het signaal voor een willekeurige waarde van k_2 aangegeven.

3. Andere tijdvormen en spectra

De in het vorige hoofdstuk beschreven signalen van de vorm (2) met omhullende (3) zijn van theoretisch standpunt bezien interessant; zij zijn echter in de exacte vorm niet praktisch realiseerbaar, daar ze een oneindige vertraging van de informatie vereisen. Bovendien heeft de omhullende (3) het nadeel van slecht te convergeren in de tijd. De overlappende delen van opeenvolgende impulsen kunnen in amplitude divergent opbouwen doordat de amplitude van de omhullende slechts met $1/t$ in de tijd afneemt; behalve tot zeer grote vermogens kan dit al bij zeer kleine afwijkingen in de transmissieweg (waarbij de nulpunten van opeenvolgende impulsen niet meer geheel samenvallen) tot zeer grote intersymbool-interferentie leiden.

We hebben hier dus te maken met twee principiële begrenzingen die de exacte realiseerbaarheid van de onder **2** gegeven ideeën bij een exact rechthoekig spectrum van het signaal in de weg staan:

a. de te realiseren impulstijdfunctie strekt zich uit van $-\infty$ tot $+\infty$;
b. de overlappende delen van opeenvolgende impulssignalen tellen in het algemeen niet convergent op.

Om deze bezwaren te ontgaan kan men het uitgangspunt op verschillende wijzen modificeren:

I. Gebruikmakend van het eerste Nyquist-criterium kan het rechthoekige spectrum worden gewijzigd met behoud van dezelfde nulpunten van de impulsvorm in het tijdgebied (zie fig. 5); hiermee kan aan bezwaar b. worden tegemoetgekomen. Hoewel bezwaar a. in principe blijft bestaan, convergeren sommige tijdfuncties zeer snel tot nul ter weerszijden van het hoofdmaximum, zodat ze toch als basis voor een praktische benadering kunnen dienen.

II. Uitgaan van een tijdfunctie van beperkte duur die op de juiste plaatsen de waarde nul aanneemt en daarbij zoeken naar gevallen, waarbij het spectrum naast de hoofdmaxima snel tot nul convergeert (zie fig. 6).

III. Uitgaan van impulsvormen die zich zowel in het tijd- als in het frequentiedomein van $-\infty$ tot $+\infty$ uitstrekken, doch die in beide domeinen naast het hoofdmaximum zeer snel tot nul convergeren, zodat met een benadering in een beperkt gebied kan worden volstaan. Als typisch voorbeeld hiervan kan de gauss-impuls worden genoemd. Hoewel de gauss-impuls als omhullende, principieel intersymbool-interferentie vertoont en als zodanig slecht aansluit bij de onder **2** gegeven redenering voor wat de nulpunten van de omhullende betreft, is er met een benadering van deze impulsvorm toch wel praktisch te werken, mits omhullende-interferentie in geringe mate wordt toegelaten. De plaatsing van de extra impulsen op een nulpunt van het opvulsignaal is ook bij deze omhullende-vorm toepasbaar; de principieel aanwezige intersymbool-interferentie vindt dan plaats tussen de impulsen op even impulsplaatsen onderling en tussen de impulsen op oneven impulsplaatsen onderling (2 impulsseries, onderling orthogonaal).

Het blijkt dat geen van de aangegeven modificaties volledig de onder a. en b. genoemde bezwaren opheft. Alle aangegeven

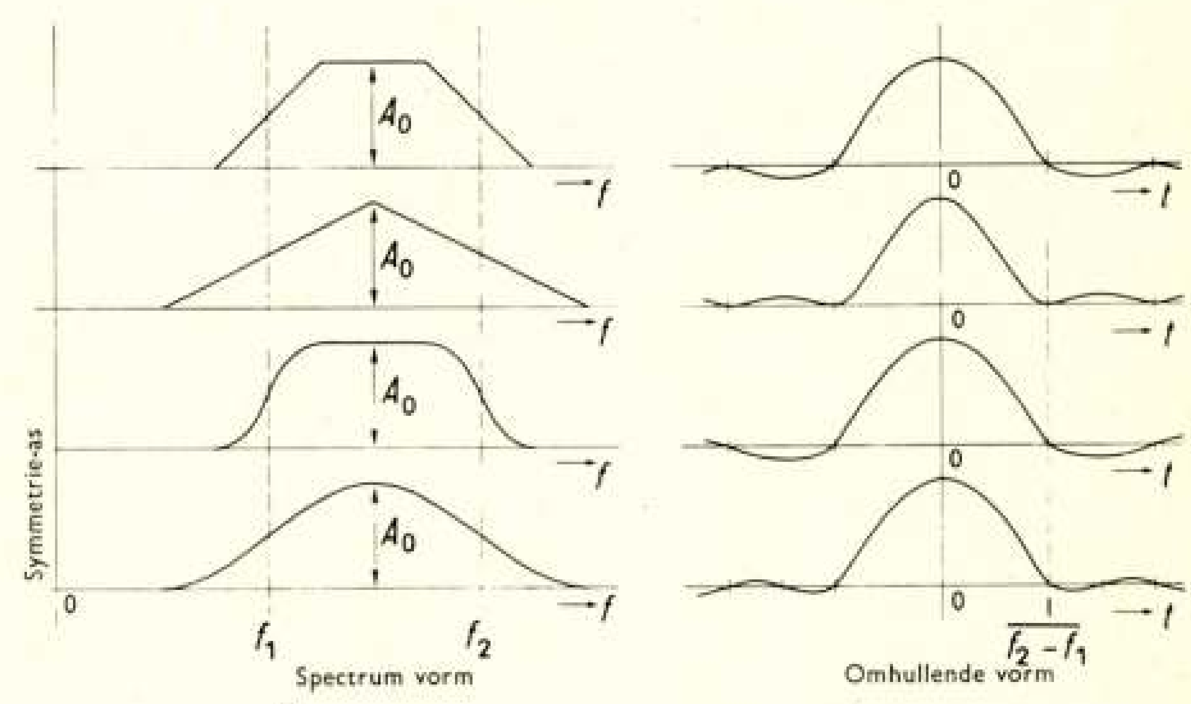


Fig. 5. Enkele spectra en bijbehorende omhullende-vormen.

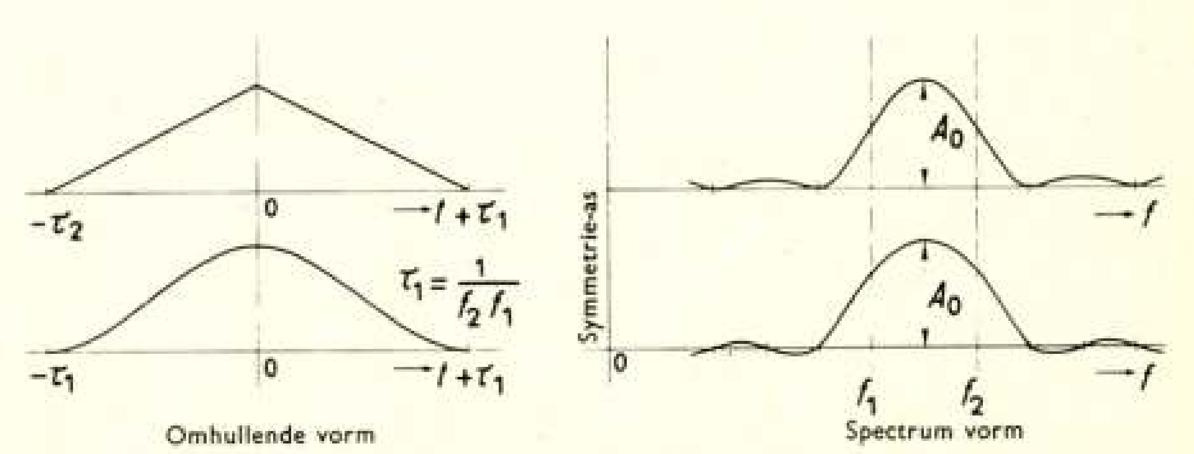


Fig. 6. Enkele omhullende-vormen en bijbehorende spectra.

modificaties op het uitgangspunt van hoofdstuk **2** hebben de gemeenschappelijke eigenschap dat (hoewel de breedte van het ingenomen spectrum, gedefinieerd als:

$$\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} A(f)\,\mathrm{d}f}{A_0} \tag{7}$$

niet behoeft te zijn toegenomen) voor het signaal wel een grotere bandbreedte beschikbaar moet zijn.

Het aantal signalen per seconde dat (voor de modificaties I. en II.) zonder intersymbool-interferentie kan worden overgedragen blijft $2(f_2 - f_1)$; het is (betrokken op de totale door het signaal ingenomen bandbreedte) dus < 2 signalen per Hz bandbreedte geworden. Hier wordt voorbijgegaan aan de overigens interessante vraag, in hoeverre toch een grotere seinsnelheid kan worden toegepast als een zekere mate van intersymbool-interferentie wordt toegelaten. Met uitzondering van de geringe intersymbool-interferentie bij de modificatie III. blijven alle principiële mogelijkheden, gevonden onder **2**, bestaan.

Een van de omhullende vormen uit fig. 6, de zgn. *Hanning*-functie, ook bekend onder de namen 'full cosine roll off', 'raised cosine' en '(co)sinus-kwadraatimpuls', zal in het volgende veel als voorbeeld worden genomen.

De cosinus-kwadraat-functie als omhullende is slechts eenvoudigheidshalve als illustratief voorbeeld gekozen; in de praktijk kunnen soms andere omhullende-vormen beter voldoen. Voor het wezenlijke van de volgende beschouwing is de exacte omhullende-vorm niet erg belangrijk; hoogstens kunnen sterk van de cosinus-kwadraat omhullende afwijkende vormen tot enige aanvullende of beperkende conclusies leiden. Dit geldt wellicht het sterkst voor die passages, die betrekking hebben op de vorm van de vectordiagrammen en voor de passage waar detectie met behulp van frequentiediscriminatie ter sprake komt.

4. Vectordiagrammen van de verschillende mogelijkheden

Voor de beschouwing van de vectordiagrammen van de verschillende mogelijkheden waarop we een lijnsignaal kunnen vormen nemen we een elementair-impulsvorm aan met als omhullende de cosinus-kwadraatfunctie:

$$\left.\begin{aligned} a(t) &= \tfrac{1}{2} + \tfrac{1}{2}\cos \tfrac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)t & |t| &< \frac{1}{f_2 - f_1} \\ a(t) &= 0 & |t| &< \frac{1}{f_2 - f_1} \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

De frequentie van het opvulsignaal is $\frac{1}{2}(f_2 + f_1)$, zodat de formule voor de elementair-impulsvorm luidt:

$$\left.\begin{aligned} f(t) &= \{\tfrac{1}{2} + \tfrac{1}{2}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)t\}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)t & |t| &< \frac{1}{f_2 - f_1} \\ f(t) &= 0 & |t| &> \frac{1}{f_2 - f_1} \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

4.1. Seinsnelheid $(f_2 - f_1)$ impulsen per seconde

Gezien de vorm van (8) kunnen zonder meer op tijdsafstanden:

$$\tau_1 = \frac{1}{f_2 - f_1} \tag{10}$$

van elkaar elementair-impulsen worden geplaatst zonder dat

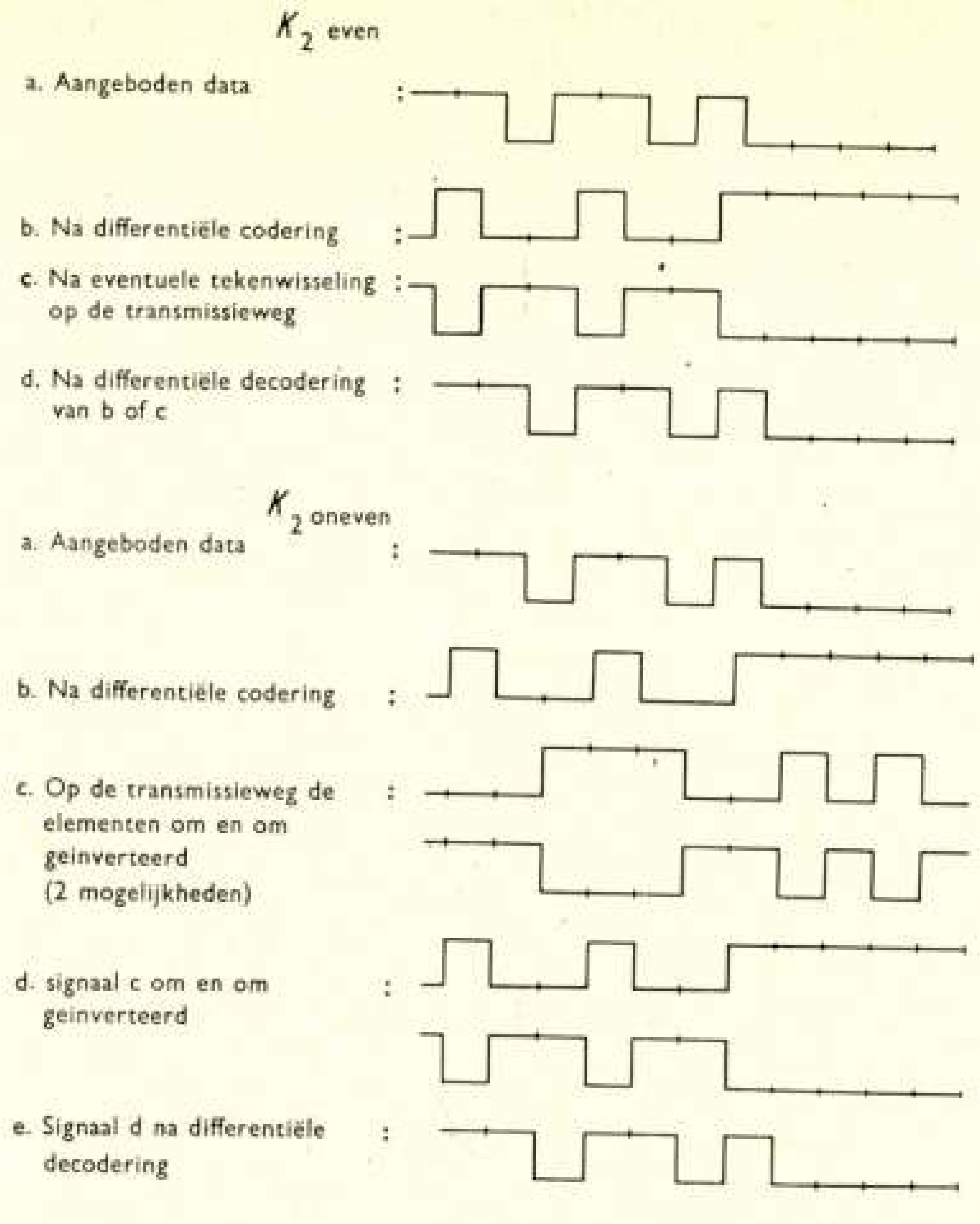


Fig. 7. Codetransformaties bij gebruik van differentiële codering en (voor k_2 oneven) om-en-om inversie.

overlapping van de omhullenden optreedt op de plaatsen van de hoofdmaxima. Plaatsen we een impuls volgens (9) op $t = 0$ en een volgende impuls met hetzelfde teken op het tijdstip τ_1, dan wordt deze impuls beschreven als:

$$\left.\begin{aligned} f(t-\tau_1) &= \{\tfrac{1}{2} + \tfrac{1}{2}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1)(t-\tau_1)\}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)(t-\tau_1) \\ &\qquad\text{voor: } |t-\tau_1| < \tau_1 \\ f(t-\tau_1) &= 0 \qquad\text{voor: } |t-\tau_1| > \tau_1 \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

De omhullende van deze vorm is uiteraard over de afstand τ_1 in de tijd verplaatst. De factor voor het opvulsignaal kan worden geschreven als:

$$\left.\begin{aligned} &\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)(t-\tau_1) = \cos\tfrac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)\ t - \left(\frac{2\pi}{\omega_2 - \omega_1}\right) = \\ &\cos\left\{\tfrac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)t - \pi\frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_2 - \omega_1}\right\} = \cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2 + \omega_1)t - k_2\pi\} \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

Afhankelijk van het even of oneven zijn van k_2 zijn de cosinusvormige 'opvulsignalen' van de opeenvolgende, met hetzelfde teken uitgezonden elementair-impulsen in dezelfde fase of in tegenfase. Bij een on-off-systeem levert dit geen bezwaar op.

Indien echter de elementair-impulsen bij binaire transmissie voor '1' en '0' resp. positief en negatief worden uitgezonden, kan tekenverwarring het gevolg zijn. In het geval dat k_2 even is, is door het meezenden van een vaste referentiefase nog aan deze onzekerheid te ontkomen; voor het geval dat k_2 oneven is, is deze maatregel ontoereikend. Men kan de onzekerheid uitsluiten door gebruik te maken van differentiële codering; dit houdt in dat bijv. een '1' wordt gecodeerd als 'overgang' en een '0' als 'geen overgang'. Na overdracht kan dit ondubbelzinnig worden teruggecodeerd. Voor k_2 even kan men dan afzien van het meezenden van een vaste referentiefase; voor k_2 oneven moeten aan de ontvangzijde (indien het systeem wordt opgevat als tweefasensysteem en als zodanig

wordt gedetecteerd) eerst nog de tekens om en om worden geïnverteerd. Fig. 7 geeft deze gang van zaken in beeld weer; fig. 8 geeft de vectordiagrammen van de beschreven signalen.

De diagrammen bestaan slechts uit een rechte lijn omdat slechts één fase (en de tegenfase) van de opvulfrequentie voorkomt. In het gekozen voorbeeld van een cosinus-kwadraat-omhullende vertoeft het eindpunt van de vector in één van de eindpunten van het lijnstuk of beweegt in de tijd τ_1 langs het lijnstuk van het ene eindpunt naar het andere. De diagrammen zijn die van on-off-AM en die van dubbelzijband-AM met onderdrukte draaggolf, welke laatste identiek is aan tweefasenmodulatie.

4.2. $2(f_2-f_1)$ impulsen per seconde op onderling gelijke afstanden

Uit (6) blijkt dat we op één van de tijden $\dfrac{2k_3+1}{2k_2(f_2-f_1)}$ na een hoofdmaximum nog een hoofdmaximum kunnen plaatsen zonder dat intersymbool-interferentie optreedt. Willen we de impulsen op onderling gelijke afstanden plaatsen, dan moet:

$$\frac{2k_3+1}{2k_2(f_2-f_1)} = \tfrac{1}{2}\cdot\frac{1}{f_2-f_1} \tag{13}$$

waaruit volgt:

$$k_2 = 2k_3 + 1 \tag{14}$$

Blijkbaar kan dit alleen worden gerealiseerd voor k_2 oneven (zie fig. 4). Een elementair-impuls, geplaatst op het tijdstip:

$$\tau_2 = \tfrac{1}{2}\tau_1 \tag{15}$$

kan worden beschreven als:

$$\left.\begin{aligned} f(t-\tau_2) &= \{\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-\tau_2)\}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-\tau_2) \\ &\qquad \text{voor } |t-\tau_2| < \tau_1 \\ f(t-\tau_2) &= 0 \qquad \text{voor } |t-\tau_2| > \tau_1 \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

De factor van het opvulsignaal kan nu worden geschreven als:

$$\left.\begin{aligned} &\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-\tau_2) = \cos\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)\left(t-\frac{\pi}{\omega_2-\omega_1}\right) = \\ &\cos\left\{\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t-\frac{\pi}{2}\frac{\omega_2+\omega_1}{\omega_2-\omega_1}\right\} = \cos\left\{\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t-k_2\cdot\frac{\pi}{2}\right\} \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

Daar k_2 oneven is, resulteert dit in een orthogonale vorm t.o.v. de impulsvorm $f(t)$ op $t = 0$. Voor de impuls, geplaatst op het tijdstip $2\tau_2 = \tau_1$, geldt hetgeen onder *4.1.* is gevonden voor k_2 oneven, nl. dat het opvulsignaal in tegenfase is met dat van de impuls, geplaatst op $t = 0$. Ook voor de impulsen, geplaatst op de tijdstippen τ_2 en $3\tau_2$, geldt dat de opvulsignalen van deze impulsen onderling in tegenfase zijn. Het vectordiagram is in fig. 9 aangegeven.

Dit diagram blijkt volledig overeen te komen met het vectordiagram van een restzijbandsignaal. Een signaal, bestaande uit continu '1' leidt tot een vectorbeweging langs de cirkel. Indien k_3 oneven is, zodat k_2 geschreven kan worden als:

$$k_2 = 4k - 1 \tag{18}$$

is de beweging langs de cirkel in negatieve zin, waarbij op de hoofdmaxima van de impulsvormen de punten E, F, G en H worden gepasseerd. Continu '0' leidt eveneens tot een cirkelvormige beweging in dezelfde zin, echter over een hoek van π rad t.o.v. continu '1' verschoven. Een signaal bestaande uit afwisselend '1' en '0', leidt tot een beweging langs de cirkel in



Fig. 8. Vectordiagrammen van een 'on-off'-systeem en een tweefasensysteem volgens par. *4.1.*; (f_2-f_1) impulsen/s.

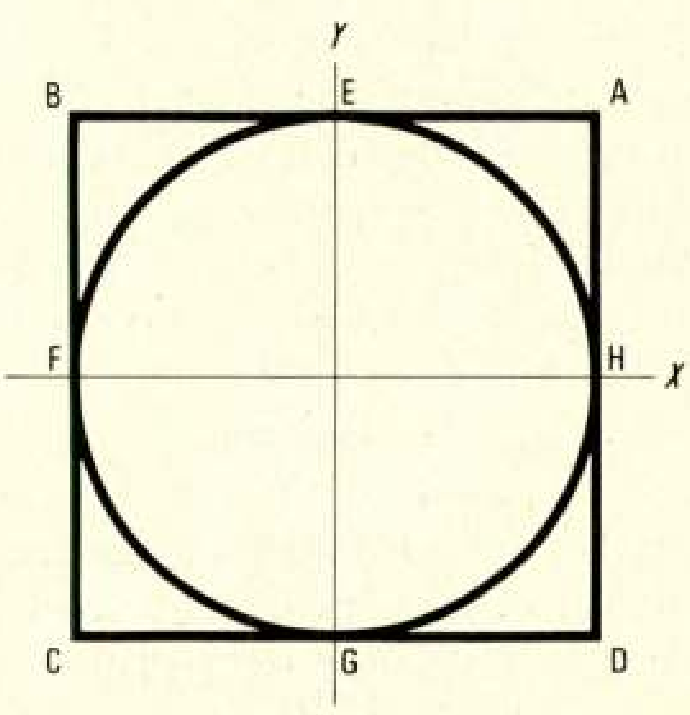


Fig. 9. Vectordiagram van een systeem met equidistante elementair-impulsen volgens par. *4.2.*; $2(f_2-f_1)$ impulsen/s.

positieve zin. Bij een signaal dat afwisselend uit 2 × '1' en 2 × '0' bestaat staat de vector stil in een hoekpunt van het vierkant. Het vierkant wordt doorlopen bij het signaal 3 × '1' afgewisseld met 3 × '0'. In de tijd τ_2 tussen twee impulsen kan een kwart van de cirkel of een halve zijde van het vierkant worden afgelegd of de vector staat stil in een hoekpunt.

Alle veranderingen van omloopzin in het diagram vinden in de hoekpunten plaats; de vector kan een hoekpunt slechts 'ronden' na een oneven aantal malen rust in het hoekpunt. Indien k_3 even is, zodat k_2 geschreven kan worden als:

$$k_2 = 4k + 1 \tag{19}$$

draait van alle bewegingen de zin om. Bij de detectiemogelijkheden komen we op deze eigenschappen van het signaal in het vectordiagram nog terug.

4.3. $2(f_2-f_1)$ impulsen per seconde op onderling ongelijke afstanden

Kiezen we uit de mogelijkheden, gegeven door (6), een andere tijd dan in 4.2., dan komen we tot een andere categorie van

signalen. Als voorbeeld kiezen we het geval $k_3 = 0$; $k_2 = 2$. De afstanden tussen de impulsvormen zijn dan afwisselend:

$$\tau_3 = \frac{1}{4(f_2 - f_1)} = \frac{\tau_1}{4} \qquad (20)$$

resp.:

$$\tau_4 = \frac{3}{4(f_2 - f_1)} = \frac{3\tau_1}{4} \qquad (21)$$

met:

$$\tau_3 + \tau_4 = \tau_1 \qquad (22)$$

Een elementair-impuls, geplaatst op het tijdstip $\tau_3 = \frac{\tau_1}{4}$, kan worden beschreven als:

$$\left.\begin{array}{ll} f(t-\tau_3) = \{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos\frac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-\tau_3)\}\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)\cdot & \\ \cdot(t-\tau_3) & \text{voor: } |t-\tau_3| < \tau_1 \\ f(t-\tau_3) = 0 & \text{voor: } |t-\tau_3| > \tau_1 \end{array}\right\} \qquad (23)$$

De opvulterm is:

$$\left.\begin{array}{l} \cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-\tau_3) = \cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)\left\{t - \frac{2\pi}{4(\omega_2-\omega_1)}\right\} = \\ = \cos\left\{\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t - \frac{\pi}{4}\cdot\frac{\omega_2+\omega_1}{\omega_2-\omega_1}\right\} = \cos\left\{\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1) - \frac{\pi}{2}\right\} \end{array}\right\} \qquad (24)$$

Het resultaat is dus weer een orthogonale vorm t.o.v. de impulsvorm $f(t)$ op $t = 0$. Doordat de omhullende van deze vorm echter relatief minder in tijd is verschoven dan in *4.2.*' resulteert dit in een andere vorm van het vectordiagram (zie fig. 10). De cirkel uit fig. 9 heeft zich in twee ellipsen gesplitst; voor de beweging langs de lijnen van dit diagram gelden analoge regels als voor het diagram van fig. 9.

De omlopen langs de cirkel in fig. 9 hebben zich in fig. 10 gesplitst. Kent men aan de opvulfrequentie van de impuls $f(t)$ op $t = 0$ de X-fase toe, dan verlopen de omlopen met negatieve zin langs de ellips met de hoofdas onder 45°; de omlopen met positieve zin verlopen langs de ellips met de lange as onder −45°.

Voor het gekozen voorbeeld geldt dat continu '1' leidt tot een vectorbeweging langs de ellips in positieve zin, enz., omdat $k_3 = 0$ even is (volgens (19) en (14) met $k = 0$).

Bezien we nu de invloed van de keuze van k_2 en k_3 voor het algemene geval, dan blijkt voor $k_3 = 0$ dat bij toenemende waarden van k_2 de ellipsvormen in het vectordiagram steeds dichter tot de diagonalen van het vierkant naderen. Laten we bij een bepaalde (hoge) waarde van k_2 de waarde van k_3 toenemen, dan blijken de ellipsen weer tot de cirkelvorm terug te keren als k_3 de waarde bereikt, waarbij voldaan wordt aan (14).

Voor k_3 hoger dan deze waarde verdwijnt de cirkelvorm weer; uiteraard kan aan (14) slechts exact worden voldaan voor k_2 oneven.

In het limietgeval $k_3 = 0$, $k_2 \to \infty$ wordt als vectordiagram fig. 11 verkregen. Dit is het diagram van een vierfasensignaal. De twee impulsvormen op afstand $\tau_1/2k_2$ van elkaar, vallen dan samen; zij kunnen als een vierfasen dibit impulsvorm worden opgevat. Het is uit het diagram van fig. 10 duidelijk, dat het vierfasenkarakter van het signaal al veel eerder te voorschijn komt. Ook voor $k_3 = 0$; $k_2 = 2$ zijn de fasen van het signaal op de hoofdwaarden van de pulsvormen om vier waarden

geconcentreerd, nl.: $(\pi/4 + k \cdot \pi/2) \begin{cases} +\ 0{,}054\ \pi \\ \pm\ 0 \\ -\ 0{,}054\ \pi \end{cases}$

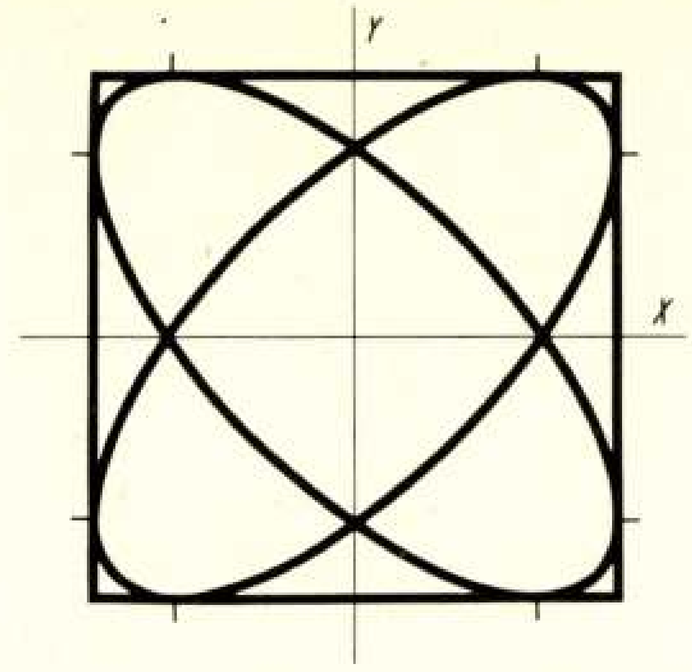


Fig. 10. Vectordiagram van een systeem met niet-equidistante elementair-impulsen volgens par. *4.3.*; $3(f_2 - f_1)$ impulsen/s.

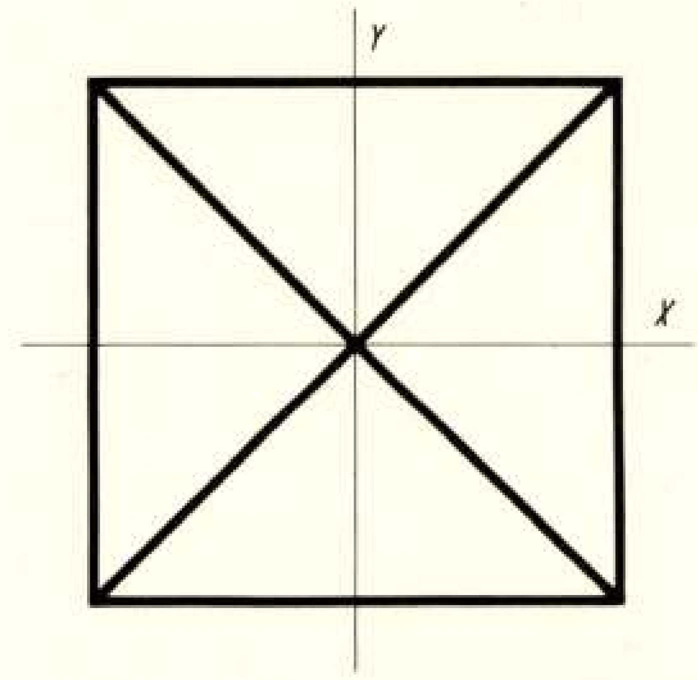


Fig. 11. Als fig. 10; de impulsen vallen twee aan twee samen.

5. Benadering van signaalvormen met behulp van transversale (digitale) filtertechniek

5.1. Algemeen

Een direct aansprekende manier om een signaal met behulp van digitale filtertechniek te benaderen is aangegeven in fig. 12; daarbij wordt gebruik gemaakt van een lang schuifregister met een hoge doorschuiffrequentie. Van elke schuifsectie wordt een gewogen signaal afgenomen; deze signalen worden gesommeerd. Om met dit principe een technisch bruikbare methode te verkrijgen moeten we ons in de te benaderen lengte van het signaal beperken; verder kunnen we de doorschuiffrequentie niet willekeurig hoog kiezen. Met deze beperkingen is toch met een redelijk aantal schuifsecties een goede signaalbenadering te verkrijgen.

We nemen voorlopig aan dat de doorgeschoven impulsvorm zo smal is dat we in eerste instantie rekenen met een dirackarakter; in dat geval heeft de doorgeschoven impulsvorm een uniform reëel amplitudefrequentiespectrum, indien de impuls op het tijdstip 0 verschijnt. Dit tijdstip kennen we toe aan het moment dat de impuls zich juist in het midden van het schuifregister bevindt. We bezien nu de spectraaldichtheden van de signalen zoals ze van de verschillende secties worden afgenomen. Bij symmetrische signalen, die we hier zullen veronderstellen, zijn de weegfactoren b_k op gelijke afstanden van het midden aan elkaar gelijk. De dirac-impuls die van het midden van het register wordt afgenomen heeft het uniforme spectrum b_0; het spectrum van de twee impulsen op afstanden $k\tau_5$ vóór en na het midden kunnen met behulp van de verschuivingsregel worden beschreven als:

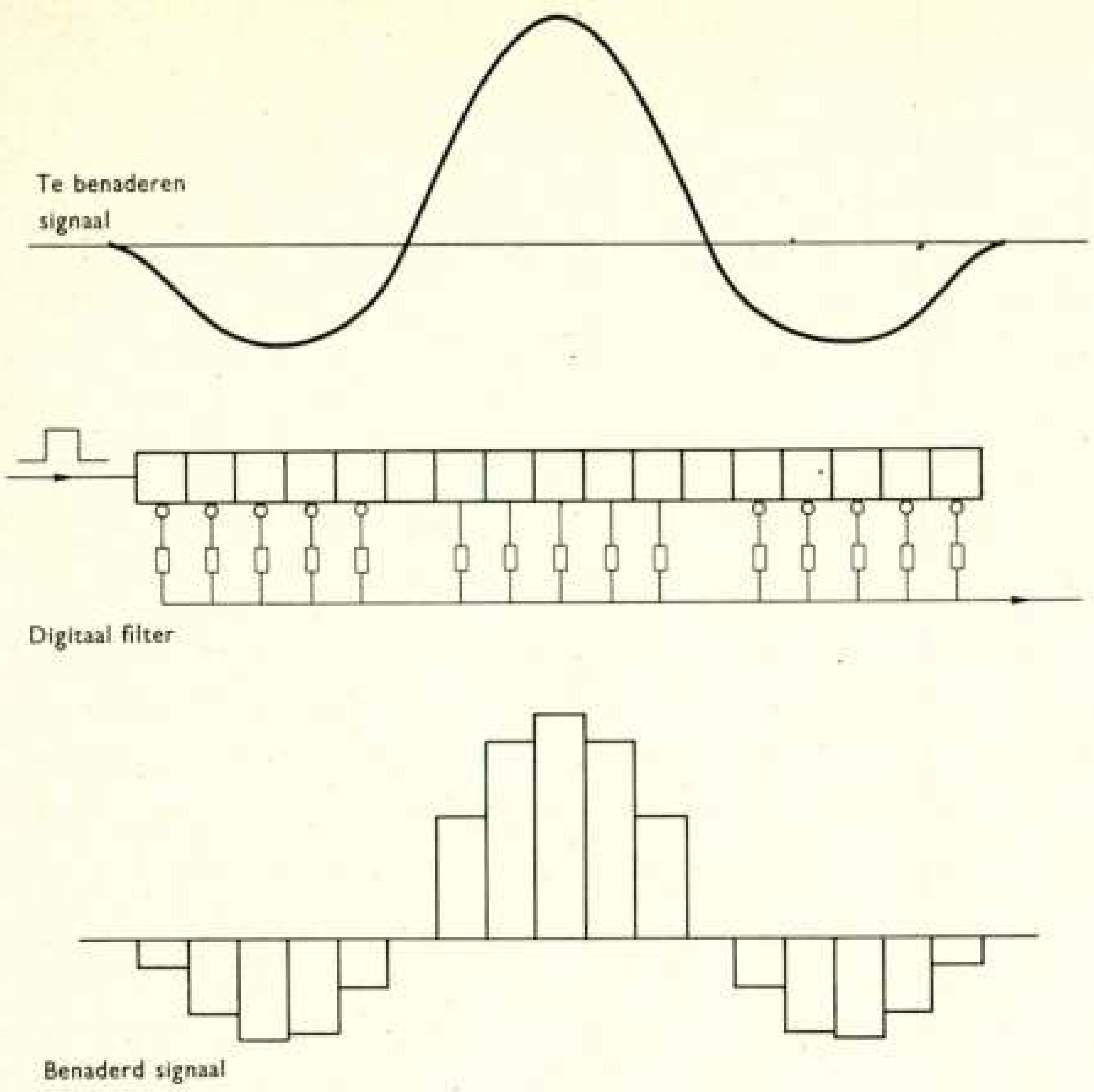


Fig. 12. Aanschouwelijke voorstelling van de werking van een digitaal transversaal filter.

$$b_k\, \varepsilon^{j\omega k\tau_5} + b_k\, \varepsilon^{-j\omega k\tau_5} = 2b_k \cos k\omega\tau_5 = 2b_k \cos 2\pi k f \tau_5 \qquad (25)$$

Het gehele spectrum kan dus worden beschreven als:

$$s_1(f) = b_0 + \sum_{k=1}^{N} 2b_k \cos 2\pi k f \tau_5 \qquad (26)$$

Uit het feit dat $s_1(f)$ reëel is blijkt, dat de fasekarakteristiek van het filter volkomen vlak is (afgezien van de vertraging tot aan het midden van het schuifregister).

5.2. Invloed van de eindige doorschuiffrequentie

De uitdrukking (26) is een periodieke functie in f met de periode:

$$F = \frac{1}{\tau_5} \qquad (27)$$

Deze periode is gelijk aan de doorschuiffrequentie. Uit (27) blijkt dus tevens het effect van het beperken van de doorschuiffrequentie; in plaats van het te benaderen spectrum wordt een periodieke herhaling van het gewenste spectrum verkregen. De frequentie-afstand tussen overeenkomstige punten van het te benaderen spectrum en de daaropvolgende herhaling wordt gegeven door de doorschuiffrequentie. Er bestaat op dit punt duidelijke overeenkomst met de resultaten die worden verkregen bij het bemonsteren van signalen, zoals bijv. bij PCM plaatsvindt. Men dient de doorschuiffrequentie uit praktische overwegingen met beleid te kiezen; zou men bijv. een vlak spectrum tussen $-6f_0$ en $-5f_0$ en tussen $5f_0$ en $6f_0$ willen benaderen met een doorschuiffrequentie $12f_0$, dan benadert men in feite een vlak spectrum tussen $-7f_0$ en $-5f_0$ en tussen $5f_0$ en $7f_0$. Een benadering met een doorschuiffrequentie $11f_0$ daarentegen geeft de eerste ongewenste produkten niet eerder dan in de frequentiegebieden tussen $-17f_0$ en $-16f_0$ en tussen $16f_0$ en $17f_0$ (zie fig. 13).

5.3. Invloed van het afbreken van de reeks

Zou de som in (26) oneindig veel termen bevatten in plaats van N, dan zou $s_1(f)$ exact de periodieke herhaling van het gewenste spectrum $s_0(f)$ kunnen voorstellen als voor de coëfficiënten b_k de fourier-coëfficiënten worden genomen. Het afbreken van de reeks na de Ne term betekent een niet-ideale benadering van het gewenste spectrum. Dit uit zich uiteraard het sterkst op plaatsen in het spectrum waar abrupte overgangen in spectraaldichtheid worden gewenst; verder wordt het benaderen van een mogelijke fijnstructuur van een spectrum erdoor geschaad. Volgens de methode van de kleinste kwadraten blijven de fourier-coëfficiënten ook de beste benadering geven voor de na N afgebroken reeks. Het kan echter zijn dat men speciaal grote waarde hecht aan een zo goed mogelijke benadering in een bepaald frequentiegebied; dit zou bijv. in het bijzonder betrekking kunnen hebben op de *afwezigheid* van componenten buiten de beschikbaar gestelde transmissieband. Men kan dan één van de beproefde mathematische methoden toepassen die voor deze gebieden het invoeren van extra weegfactoren toelaten.

Noteren we het basisspectrum uit (26) als:

$$\left.\begin{aligned} s_2(f) &= b_0 + \sum_{k=1}^{N} 2b_k \cos 2\pi k f \tau_5 \qquad -\frac{1}{2\tau_5} < f < \frac{1}{2\tau_5} \\ s_2(f) &= 0 \qquad \text{voor} \qquad f < -\frac{1}{2\tau_5} \text{ en voor } f > \frac{1}{2\tau_5} \end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

dan kunnen we ons dit spectrum uit $s_1(f)$ ontstaan denken door wegfilteren van de herhalingen in het spectrum. In het algemeen zal dit met eenvoudige middelen zijn te realiseren, zonder het hoofdspectrum $s_2(f)$ noemenswaardig aan te tasten. De fout van $s_2(f)$ t.o.v. de te benaderen functie $s_0(f)$ wordt bepaald door de ontbrekende termen:

$$\sum_{k=N+1}^{\infty} 2b_k \cos 2\pi k f \tau_5 \qquad (29)$$

Eén term $2b_k \cos 2\pi k f \tau_5$ levert in het tijdgebied de bijdrage:

$$\int_{f=-\frac{1}{2\tau_5}}^{+\frac{1}{2\tau_5}} 2b_k \cos 2\pi k f \tau_5\, e^{j\omega t}\, df = \frac{b_k}{\tau_5} \left[\frac{\sin \pi \dfrac{t+k\tau_5}{\tau_5}}{\pi \dfrac{t+k\tau_5}{\tau_5}} + \frac{\sin \pi \dfrac{t-k\tau_5}{\tau_5}}{\pi \dfrac{t-k\tau_5}{\tau_5}} \right] \qquad (30)$$

De integratiegrenzen komen overeen met het in (28) gestelde; in praktische gevallen kunnen afwijkingen van het hier gevonden resultaat voorkomen, indien het resultaat van het weg-

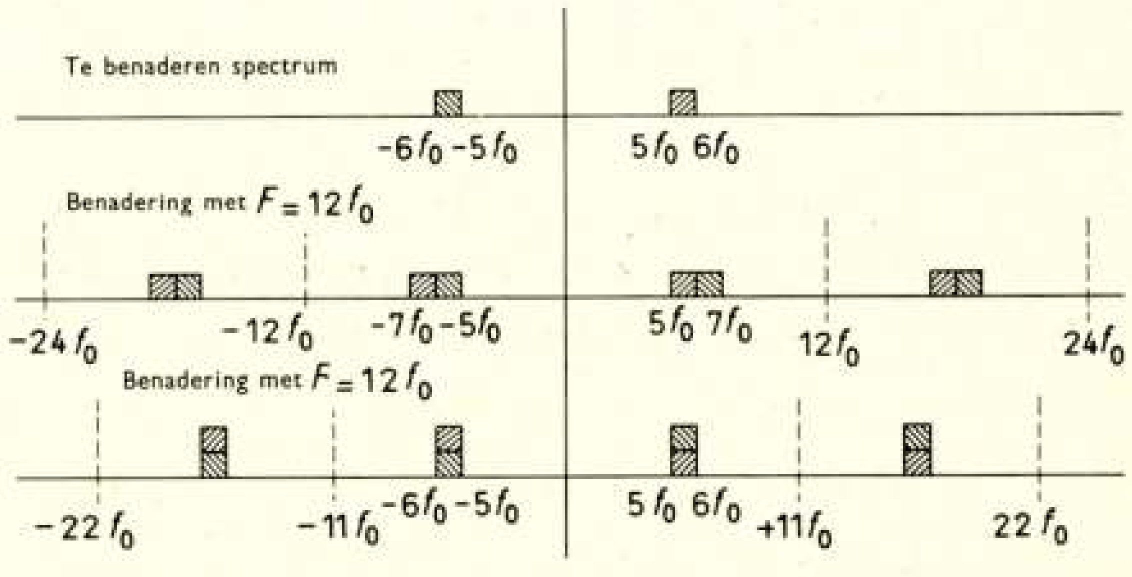


Fig. 13. Twee periodieke benaderingen van een spectrum.

filteren van de herhalingen in (26) niet voldoende met (18) overeenkomt.

Elk van de termen volgens (30) zou in de tijdfunctie vooral bijdragen op de tijdstippen $-k\tau_5$ en $+k\tau_5$. Op alle tijdstippen, een geheel aantal malen τ_5 hiervan verwijderd, is de bijdrage nul. Zorgen we dus dat in de te benaderen elementair-impulsvorm de nulpunten – waar we de volgende hoofdmaxima kunnen plaatsen – op afstanden $k\tau_5$ van het hoofdmaximum voorkomen (met weegfactoren 0), dan wordt geen intersymboolinterferentie ondervonden door afbreken van de fourier-reeks. Hieruit resulteert een verband tussen de doorschuiffrequentie

$F = \frac{1}{\tau_5}$ en de tijdsafstand d tussen twee hoofdmaxima:

$$d = k\tau_5 \tag{31}$$

Indien de hoofdmaxima op steeds gelijke afstanden voorkomen

is $d_{min} = \frac{1}{f_{digit}}$ en is dus ook:

$$F = k \cdot f_{digit} \tag{32}$$

Een andere conclusie die we aan het voorgaande kunnen verbinden is, dat het veranderen van de van nul verschillende weegfactoren b_k ook geen invloed heeft op de nulpunten van de elementair-impulsvorm; wel wordt het spectrum van de impulsvorm erdoor beïnvloed. Dit geeft de mogelijkheid tot de techniek om, uitgaande van gekozen nulpunten in de tijdfunctie, met een beperkt aantal coëfficiënten b_k als variabelen het spectrum zo veel mogelijk naar de gewenste vorm te modelleren.

5.4. Invloed van de eindige impulsbreedte van de schuifregisterimpulsen

In de afleiding van (26) is aangenomen dat van het schuifregister gewogen dirac-impulsen werden afgenomen. In de praktijk zijn dit in het algemeen rechthoekige impulsen van een zekere breedte τ_o; we kunnen deze ontstaan denken als convolutie van de dirac-impulsen met een impuls van breedte τ_o. Dit betekent dat we het werkelijke spectrum verkrijgen door het spectrum van de benadering met dirac-impulsen te vermenigvuldigen met het spectrum van de rechthoekige impuls. Dit laatste spectrum wordt gegeven door:

$$A\frac{\sin\frac{\omega\tau_o}{2}}{\frac{\omega\tau_o}{2}} \tag{33}$$

Het totale (nu niet meer zuiver periodieke) spectrum kan worden geschreven als:

$$s_3(f) = \left\{b_0 + \sum_{k=1}^{N} 2b_k \cos 2\pi k f \tau_5\right\} A\frac{\sin\frac{\omega\tau_0}{2}}{\frac{\omega\tau_0}{2}} \tag{34}$$

Om aantasting van de benadering van $s_0(f)$ door de toegevoegde factor (33) te voorkomen kan men de termen van de reeksbenadering tussen accolades corrigeren door hiermee:

$$s_0(f)\frac{\frac{\omega\tau_o}{2}}{\sin\frac{\omega\tau_o}{2}} \tag{35}$$

te benaderen. In het meest voor de hand liggende geval is:

$$\tau_o = \tau_5 \tag{36}$$

in welk geval in τ_o geen nieuwe parameter beschikbaar is. Men kan echter ook trachten de 'vormfactor' (33) te benutten voor aanvullende filtering door een bepaalde keuze van τ_o of zelfs een geheel andere vorm van de afgegeven impuls.

5.5. Mogelijkheden tot benadering van de onder paragraaf 4 aangegeven signaalvormen met behulp van digitale-transversale filters

Met inachtneming van de in de voorafgaande paragrafen afgeleide regels (o.a. (31) of (32)) zijn alle in hoofdstuk **4** aangegeven signaalvormen met behulp van één digitaal-transversaal filter te benaderen. Voor de benadering van een vierfasensignaal zouden twee impulsvormen met de hoofdmaxima exact moeten samenvallen. Hiervoor zouden dan twee parallelgeschakelde transversale filters noodzakelijk zijn. Met een enkel transversaal filter kan echter ook een vierfasensignaal zeer goed benaderd worden, mits modulatie op vrij hoge frequentie plaatsvindt, waarbij twee hoofdmaxima zeer dicht bij elkaar kunnen worden geplaatst (zie ook het einde van paragraaf *4.3.*).

In de paragrafen 5.1. ... 5.4. zijn slechts enkele principiële grondslagen voor transversale filterbenadering gegeven, voor zover deze relevant zijn in de hier gegeven signaalbeschouwingen. Het zou te ver voeren hier uitvoeriger op details in te gaan; daarvoor zij verwezen naar de op dit gebied reeds verschenen literatuur.

6. Detectiemogelijkheden

In dit hoofdstuk zullen voor de verschillende signaalvormen enige detectiemogelijkheden worden nagegaan. Hierbij zal niet getracht worden volledig te zijn, doch zullen de meest interessante mogelijkheden worden genoemd.

6.1. On-off-modulatie

De in paragraaf *4.1.* besproken on-off-modulatie kan op eenvoudige wijze (bijv. met omhullende detectie) worden gedetecteerd.

6.2. Dubbelzijbandsignaal

Het in paragraaf *4.1.* genoemde AM-dubbelzijbandsignaal met onderdrukte draaggolf (identiek aan tweefasenmodulatie) zal wat nader worden bezien. Synchrone detectie van de impulsreeks:

$$\sum_k A_k f(t-k\tau_1) = \sum_k A_k\left\{\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos\frac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_1)\right\}\cdot$$
$$\cdot\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-k\tau_1) \tag{37}$$

met de frequentie $\frac{1}{2}(f_2+f_1)$ levert:

$$\sum_k A_k\left\{\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos\frac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_1)\right\}\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-k\tau_1)\cdot$$
$$\cdot\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t \tag{38}$$

(De toevoeging dat voor elke k de gegeven uitdrukking slechts geldt in een begrensd gebied wordt verder weggelaten.)

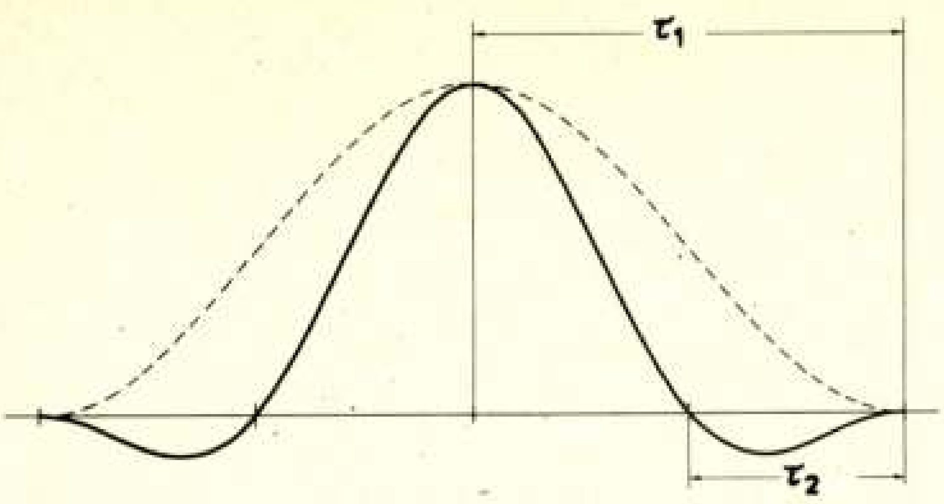


Fig. 14. Elementair-impulsvorm na demodulatie volgens de restzijband-opvatting (bijv. met f_2 als demodulerende frequentie).

Behalve een signaal met hogere frequentie levert dit het gedetecteerde signaal dat, gebruikmakend van (10) en (4), kan worden geschreven als:

$$\Sigma A_k\{\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_1)\}\cdot\tfrac{1}{2}\cos k\cdot k_2\pi \qquad (39)$$

Behoudens het feit dat rekening moet worden gehouden met de omstandigheid, dat de factor cos $k \cdot k_2\pi$ voor k_2 oneven tot tekenwisselingen leidt, is dus zonder meer synchrone detectie mogelijk.

Verwarring door de tekenwisselingen kan men vermijden door aan de zendzijde differentiële codering en aan de ontvangzijde differentiële decodering toe te passen, voor k_2 oneven voorafgegaan door om-en-om tekeninversie van de opeenvolgende signaalelementen (zie fig. 7).

Gezien het in paragraaf *4.2.* gestelde kan het AM-dubbelzijbandsignaal ook worden opgevat als de helft van een restzijbandsignaal. Het moet dus ook mogelijk zijn het signaal met bijv. de frequentie f_2 te demoduleren; dit leidt tot:

$$\Sigma A_k\{\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_1)\}\cdot \cdot\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-k\tau_1)\cos\omega_2 t \qquad (40)$$

Behalve een hoge band levert deze uitdrukking:

$$\Sigma A_k\{\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_1)\}\cdot \cdot\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)t+\tfrac{1}{2}k(\omega_2+\omega_1)\tau_1\} \qquad (41)$$

Gebruik makend van (10) en (4) wordt dit:

$$\Sigma A_k[\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_1)\}]\cdot \cdot\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_1)+k(k_2+1)\pi\} \qquad (42)$$

Voor k_2 even leidt dit tot tekenwisselingen in de laatste cosinusfactor voor opeenvolgende waarden van k.

De vorm tussen de rechte haken is de over $k\tau_1$ verschoven omhullende; fig. 14 geeft de vorm van één van de impulsvormen volgens (42) weer in vergelijking met deze omhullende vorm.

Overeenkomstig de verwachting die past bij de opvatting van het systeem als restzijbandsysteem heeft de gedetecteerde impulsvorm globaal de halve breedte van die van de omhullende. Met de definitie volgens (7) – maar dan in het tijdgebied – heeft de impulsvorm van fig. 14 exact de halve breedte van de 'raised cosine'-omhullende. In dit verband is het wellicht interessant op te merken, dat restzijbanddetectie van de signaalvorm (2) zou leiden tot een impulsvorm, die precies dezelfde vorm heeft als de omhullende (3) van deze signaalvorm, zij het ook met de halve breedte.

Restzijbanddetectie met de frequentie f_1 in plaats van met f_2 leidt (afgezien van een verschil in teken en een andere ligging van de hoge band) tot hetzelfde detectieresultaat als hiervóór is aangegeven.

Voor het praktische probleem om aan de ontvangzijde de juiste frequentie f_2, f_1 of $\frac{1}{2}(f_2+f_1)$ op te wekken – ook als op de transmissieweg enige frequentieverschuiving heeft plaatsgevonden – zijn verschillende oplossingen bekend; aan dit probleem wordt in dit artikel verder geen aandacht geschonken (zie [4], Chapter 13). Behalve de genoemde methoden om de informatie uit het signaal terug te winnen is er ook nog de mogelijkheid van directe bemonstering van het signaal op de juiste momenten (nl. die van het optreden van de hoofdmaxima). Dit kan alleen als op de transmissieweg geen frequentie- of faseverschuiving heeft plaatsgehad; heeft deze wel plaatsgehad, dan dient zij te worden gecompenseerd. Fig. 15 geeft de oogdiagrammen weer voor de gevallen:

a. demodulatie met $\frac{1}{2}(f_2+f_1)$;
b. met f_1 of f_2;
c. het geval van directe bemonstering.

Detectie door directe bemonstering vereist een zeer nauwkeurig uitleesmoment indien $\frac{1}{2}(f_2+f_1)$ een hoge waarde bezit. Voor die gevallen is deze methode dan ook weinig aantrekkelijk, tenzij voor het realiseren van het nauwkeurige uitleesmoment een elegante oplossing wordt gevonden.

6.3. Restzijbandsignaal

Het in paragraaf *4.2.* in de formules (16) en (17) beschreven signaal kan op dezelfde wijze worden gedemoduleerd als onder *6.2.* is beschreven, nl. met synchrone demodulatie met de frequentie $\frac{1}{2}(f_2+f_1)$. Daar twee opeenvolgende impulsen t.o.v. elkaar orthogonaal zijn, dient deze demodulatie tweemaal plaats te vinden; éénmaal met cos $\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t$ en éénmaal met sin $\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t$. Schrijven we de impulsreeks als:

$$\sum_k A_k f(t-k\tau_2) \doteq$$
$$= \sum_k A_k\{\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_2)\}\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-k\tau_2) \qquad (43)$$

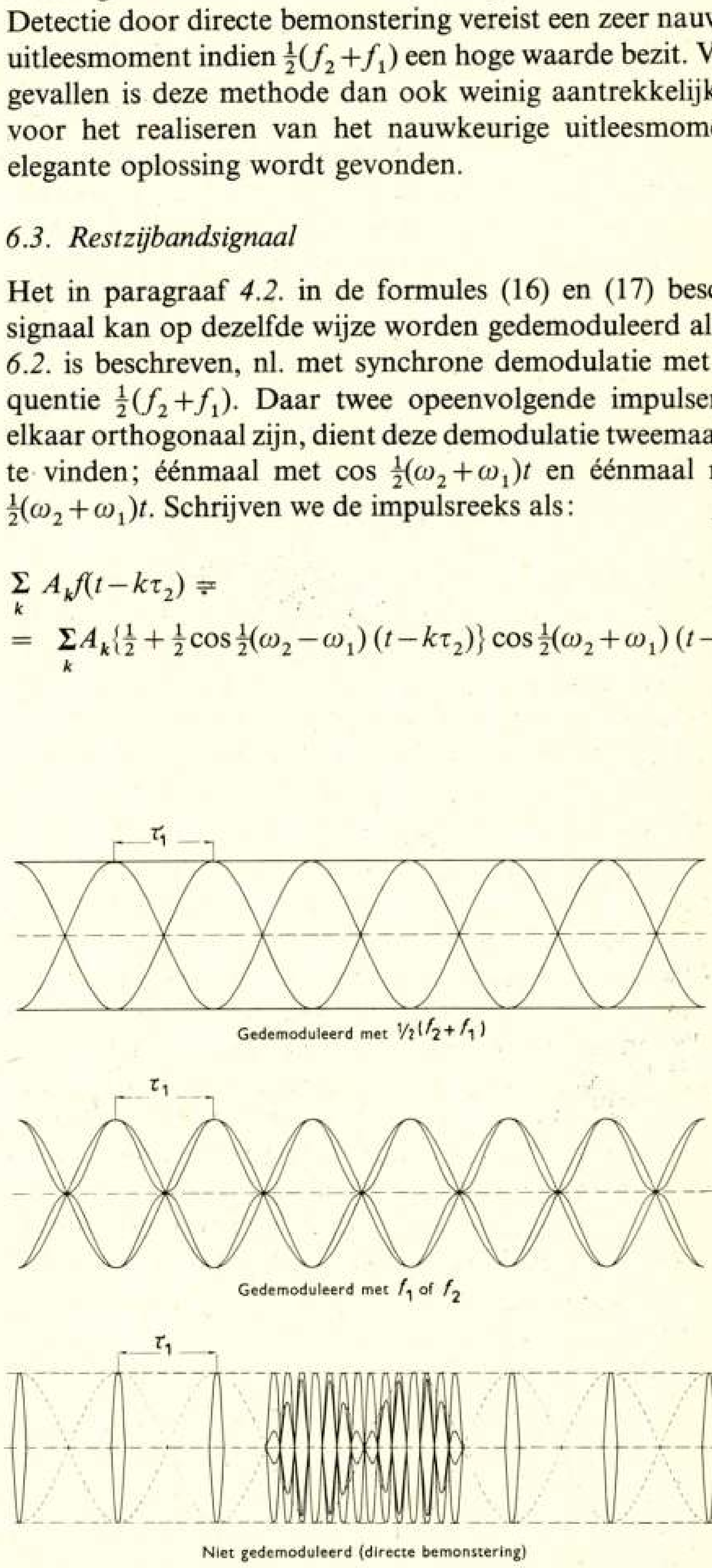


Fig. 15. Oogdiagrammen van het tweefasensignaal volgens par. *4.1.*, nadat dit op verschillende wijzen is gedemoduleerd.

dan levert demodulatie met $\cos\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t$ de even impulsen op en demodulatie met $\sin\frac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)t$ de oneven impulsen.

Demodulatie van het signaal, opgevat als restzijbandsignaal, is eveneens mogelijk. Demodulatie met de frequentie f_2 leidt tot:

$$\sum_k A_k[\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_2)\}]\cdot \cdot\cos\tfrac{1}{2}(\omega_2+\omega_1)(t-k\tau_2)\cos\omega_2 t \tag{44}$$

Naast de hoge band levert dit als demodulatieprodukt:

$$\sum_k A_k[\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_2)\}]\cdot \cdot\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)t+\tfrac{1}{2}k(\omega_2+\omega_1)\tau_2\} \tag{45}$$

Gebruikmakend van (15), (10) en (4) wordt dit:

$$\sum_k A_k[\tfrac{1}{2}+\tfrac{1}{2}\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_2)\}]\cdot \cdot\cos\{\tfrac{1}{2}(\omega_2-\omega_1)(t-k\tau_2)+k(k_2+1)\tfrac{\pi}{2}\} \tag{46}$$

Daar k_2 voor het beschouwde geval altijd oneven is (14) komt de fasehoek van de laatste factor altijd op een geheel aantal malen π uit. Het hangt af van de waarde van k_3, waarmee aan (13) voldaan kan worden, of opeenvolgende gedetecteerde impulsen tekenwisselingen ondergaan of niet. Voor k_3 oneven vinden geen tekenwisselingen plaats, voor k_3 even wèl; de vorm van de gedemoduleerde impulsen is als in fig. 14 weergegeven. Er vindt geen intersymbool-interferentie plaats op de tijdstippen van de hoofdmaxima, omdat de hoofdmaxima van elkaar opvolgende impulsen juist komen te liggen op de nuldoorgangen van de in fig. 14 aangegeven impulsvorm. Overigens is de absolute waarde van het maximum van de zijlobben van deze impulsvorm slechts 12,5% van de topwaarde van de impulsvorm. Restzijbanddemodulatie met f_1 in plaats van met f_2 leidt tot overeenkomstige resultaten.

Men komt tot nog een mogelijkheid voor detectie van het in paragraaf *4.2.* beschreven signaal uit een nadere beschouwing van de signaaleigenschappen in het vectordiagram van fig. 9. Het blijkt dat op de hoofdmaxima van de impulssignaalvormen 8 mogelijke vectorposities voorkomen, nl. de vier hoekpunten en de vier middens van de zijden. Bezien we in deze vectorposities de hoeksnelheden, dan blijkt dat de hoeksnelheid nul is als de vector zich in een hoekpunt, doch dat de hoeksnelheid maximaal is als de vector zich in het midden van een zijde bevindt. Bij de vectorpositie op het midden van een zijde zijn nog positieve en negatieve hoeksnelheden mogelijk. Uit deze beschouwing volgt dat, met behulp van frequentie-discriminatie en een juiste decodering, detectie van de signalen mogelijk moet zijn. Na discriminatie vindt men op de momenten van de hoofdmaxima 3 mogelijke niveaus. In [4], paragraaf 11.6, is deze mogelijkheid reeds aangegeven; aldaar is aangetoond dat het signaal van een restzijbandmodulator opgevat kan worden als een duo-binair frequentie-gemoduleerd signaal.

Het signaal kan op deze wijze worden opgevat als door het digitale filter tweemaal achter elkaar differentieel te zijn gecodeerd met de regels:

'0' resulteert in 'overgang'; (47)
'1' resulteert in 'geen overgang'

Wordt aan de ontvangkant het hoogste en het laagste niveau na discriminatie als '1' geïnterpreteerd en het middelste niveau als '0', dan komt na tweemaal differentieel decoderen het aan de zendzijde toegevoerde signaal ondubbelzinnig te voorschijn.

Naast de reeds genoemde methoden is ook hier weer de mogelijkheid aanwezig om door directe bemonstering van het signaal tot detectie van de informatie te geraken. Hiervoor geldt hetzelfde als reeds onder *6.2.* over deze methode is opgemerkt.

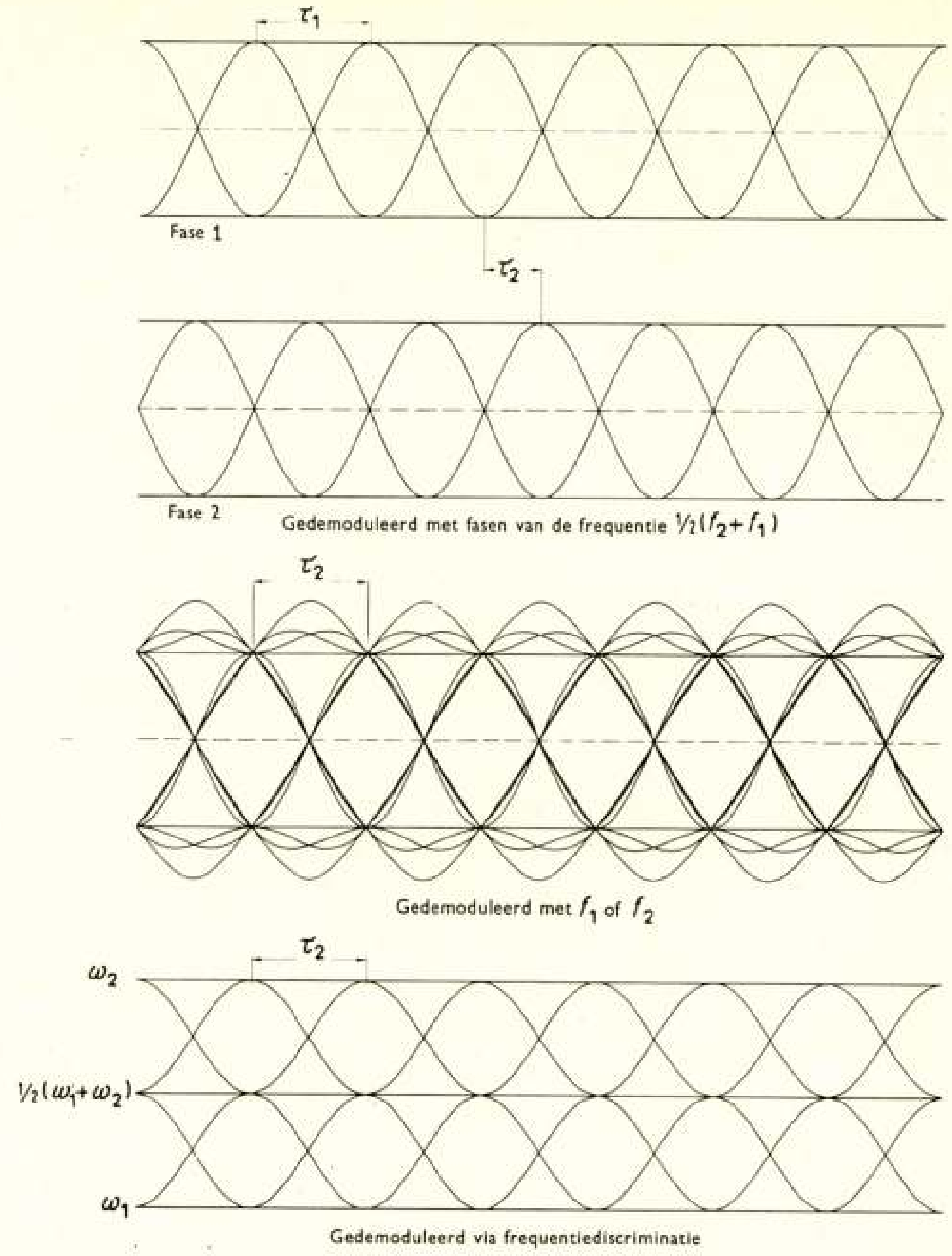


Fig. 16. Oogdiagrammen van het signaal volgens par. *4.2.*, nadat dit op verschillende wijzen is gedemoduleerd.

Fig. 16 toont oogdiagrammen hiervan voor de gevallen van orthogonale demodulatie, restzijbanddemodulatie en frequentiediscriminatie.

6.4. Vierfasen- of quasi-vierfasensignaal

De in paragraaf *4.3.* beschreven signalen zijn, evenals de 'restzijbandsignalen' van paragraaf *4.2.*, te demoduleren met orthogonale synchrone detectie. Als enig verschil met de 'restzijbandsignalen' komen nu de even impulsen op de ene detectie-uitgang niet in tijd juist tussen de oneven impulsen van de andere uitgang te voorschijn; de informatie is dan ook niet in onderling gelijke intervallen aan de zendzijde weggezonden. Demodulatie met f_1 of f_2 is in dit geval niet mogelijk zonder intersymbool-interferentie; dit blijkt direct uit fig. 14. Had bij 'restzijbandsignalen' een naburige impuls na detectie zijn hoofdmaximum juist op de nuldoorgang van het signaal, dan is dat nu door de andere plaatsing van de hoofdmaxima zeker niet het geval.

De mogelijkheid om de informatie door directe bemonstering van het signaal terug te winnen is – met dezelfde beperkingen als genoemd in paragraaf *6.2.* – ook hier aanwezig; de bemonstering vindt hier niet met onderling gelijke intervallen plaats. Als nieuwe detectie-mogelijkheid doet zich hier de mogelijkheid voor van de bekende techniek bij vierfasendemodulatie. De min of meer paarsgewijze weggezonden impulsen kunnen als dragers van dibit-informatie worden gezien. Door de specifieke eigenschap van het signaal, dat van twee impulssignalen op afstand τ_1 van elkaar, de opvulsignalen in tegenfase

zijn, gaat de vierfasenoverdracht van informatie gepaard met afwisselende dibit-inversie. Dit moet aan de ontvangzijde of reeds aan de zendzijde worden gecorrigeerd door nogmaals afwisselende dibit-inversie toe te passen. Om te voorkomen dat hierdoor tekenverwarring ontstaat is het noodzakelijk, vóór de afwisselende dibit-inversie aan de zendzijde ook differentiële fasecodering toe te passen. Daar men bij toepassing van digitale filtering niet direct de beschikking heeft over de vier fasen van het signaal, moet dit in een omcodering van het signaal worden gevonden; men kan dit aanduiden met differentiële dibitcodering. Aan de ontvangzijde dient men dan de omgekeerde bewerking toe te passen, waarna elke fase- of dibit-verwarring is uitgesloten.

Met behulp van deze methode is de absolute fase waarmee men demoduleert ook niet meer van belang, omdat het gehele systeem zich nu gedraagt als een vierfasensysteem met differentiële fasecodering. De differentiële dibit-codering zou bijv. kunnen gebeuren volgens tabel 1.

Tabel 1. Coderingstabel voor differentiële dibit-codering.

Voorgaande dibit *na* codering →	11	01	00	10
dibit *voor* codering ↓	dibit *na* codering ↓			
11	11	01	00	10
01	01	00	10	11
00	00	10	11	01
10	10	11	01	00

7. Slotopmerkingen

In de voorgaande paragrafen is aangegeven hoe op basis van digitaal (transversaal) filteren verschillende reeds bekende modulatievormen voor synchrone signalen gemakkelijk kunnen worden gerealiseerd. Op het principe van digitaal filteren zijn, naast het transversale type dat hier ter sprake kwam, vele variaties mogelijk die hier niet aan de orde kwamen.

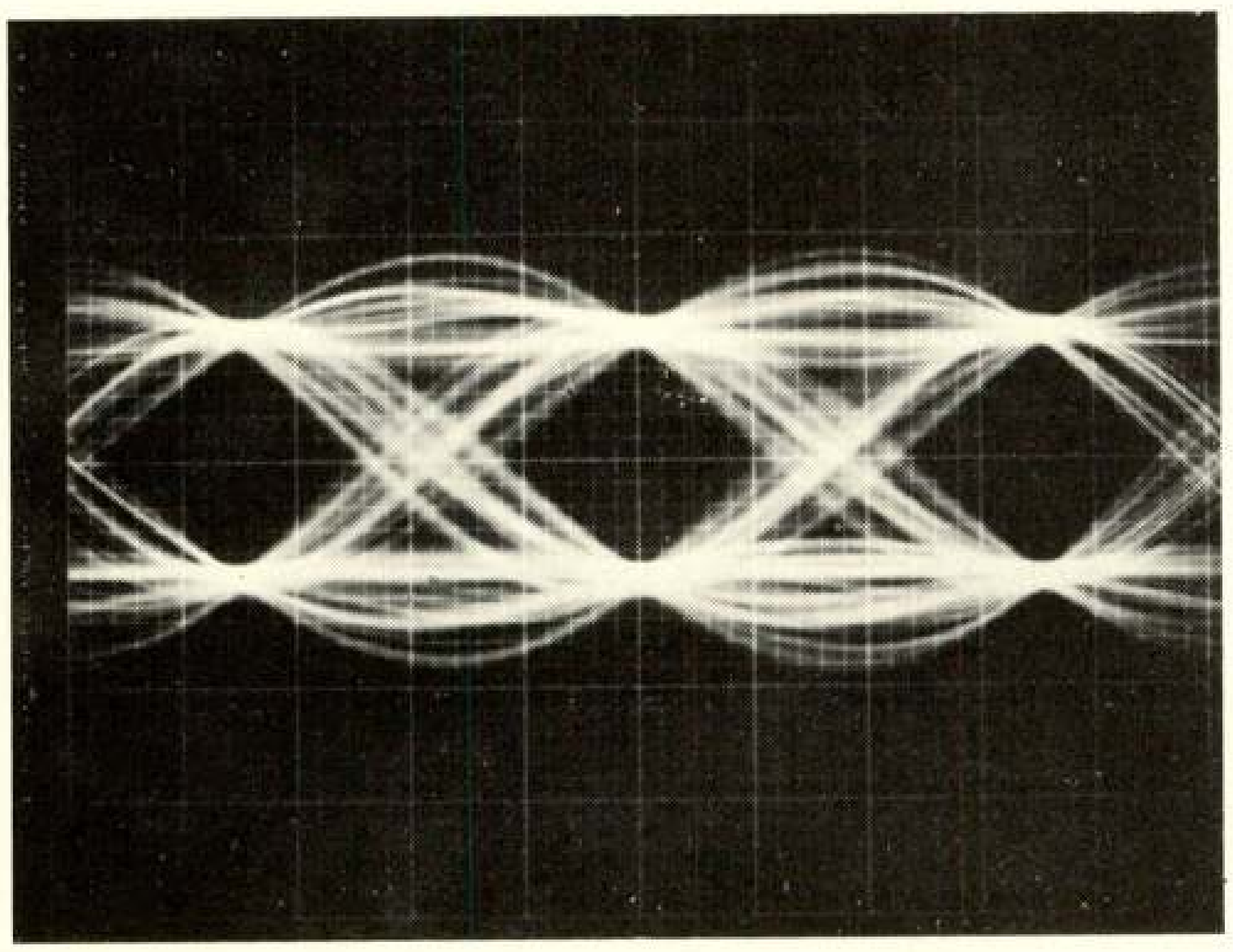


Fig. 17. Oogdiagram van een experimenteel signaal, gedemoduleerd als restzijbandsignaal (draaggolf 96 kHz) en na een laagdoorlaatfilter.

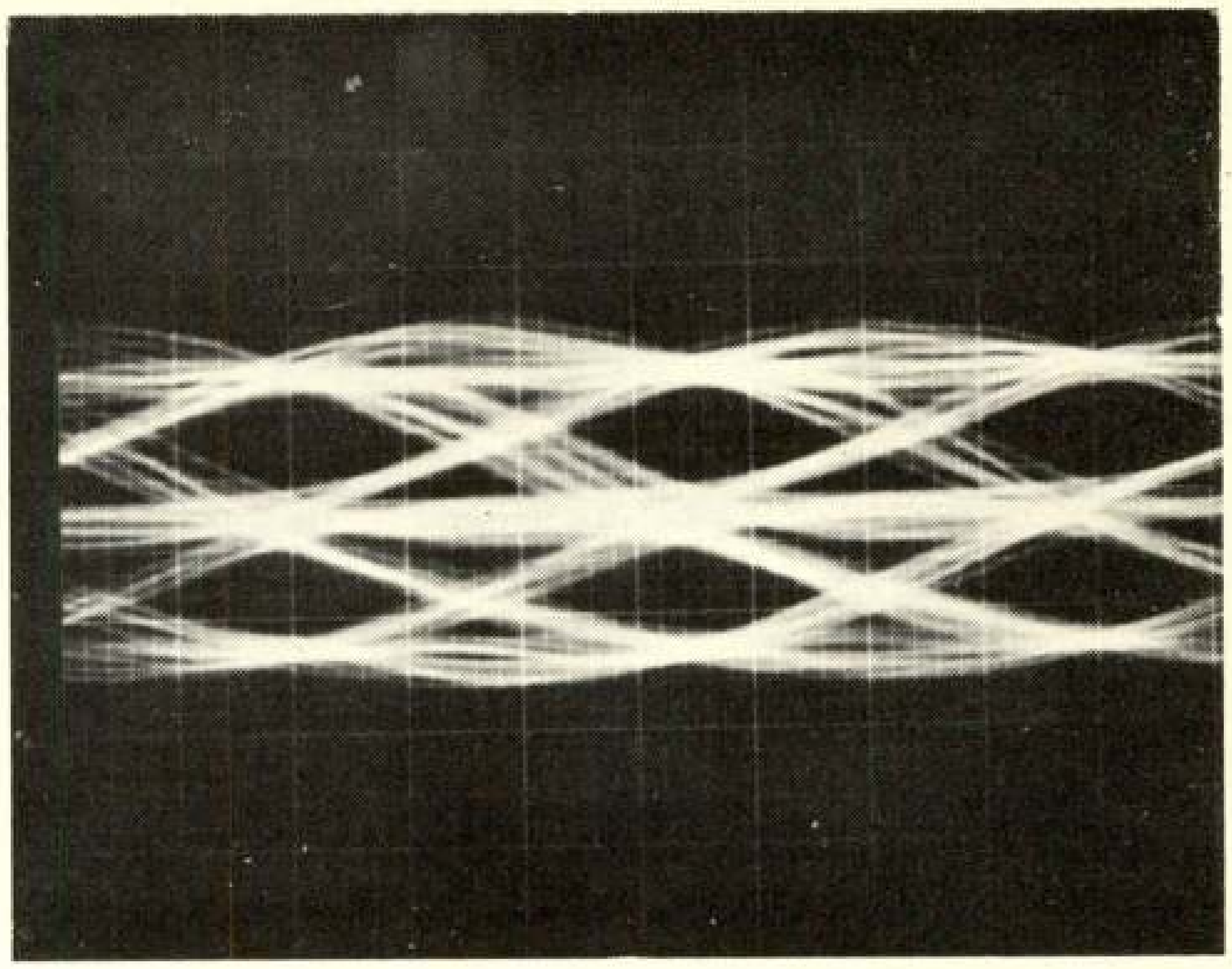


Fig. 18. Oogdiagram van een experimenteel signaal na frequentiediscriminatie met behulp van een teldetector en na een laagdoorlaatfilter.

Uit de aangegeven synthese van de verschillende signaalvormen is het ook duidelijk, dat gemakkelijk een modulator moet kunnen worden gemaakt, waarbij met een kleine variatie in het digitale ingangsgedeelte van bijv. restzijbandmodulatie op (quasi-) vierfasenmodulatie wordt omgeschakeld.

Ook is het denkbaar, de hier gegeven principes uit te breiden tot asynchrone signalen, zij het met kwantificering in de tijd.

In het algemeen lijkt het zinvol om ook oplossingen in digitale techniek te vinden voor de ontvangzijde, om voor dat deel eveneens te kunnen profiteren van de gunstige prijsontwikkelingen van de digitale bouwstenen. In dat licht bezien is het toepassen van restzijbandmodulatie (gecombineerd met duobinaire frequentie-discriminatie) reeds nu een aantrekkelijke combinatie voor synchrone datatransmissie. Hoewel duobinaire frequentie-discriminatie niet gunstig afsteekt tegen andere detectiemethoden qua signaal-ruisverhouding, is deze detectiemethode goed te digitaliseren. De genoemde combinatie is daardoor gunstig voor een kwalitatief goede transmissieweg, waar goedkope eindapparatuur een primaire eis is; men ondervindt ook geen hinder van een kleine frequentieverschuiving.

Op het Dr. Neherlaboratorium van de Nederlandse PTT hebben in deze richting onderzoekingen plaatsgevonden. Daarbij was het doel, een 48 kb/s modem te realiseren in de band 60 ... 108 kHz van de basis-primaire groep, waarbij aan de zendzijde hoge eisen worden gesteld aan het ontbreken van spectraalcomponenten buiten deze band. Een in het frequentiedomein afgerond-trapeziumvormig signaal bleek daarvoor gunstige eigenschappen te bezitten; dit signaal kon – evenals de cosinus-kwadraat-omhullende – goed met duobinaire frequentie-discriminatie gedetecteerd worden (zie fig. 17 en 18).

8. Gebruikte symbolen

a = amplitude
f = frequentie
t = tijd
φ = fasehoek

A = uniforme reële spectraal-amplitudedichtheid tussen $|f_1|$ en $|f_2|$

$A(f)$ = spectraal-amplitudedichtheid als functie van f

ω = hoekfrequentie = $2\pi f$

$a(t)$ = omhullende van de elementair-impulsvorm

k = 1, 2, 3 . . . . . n (n geheel)

k_1 = gebruikt in combinatie met $\tau_1 = \dfrac{1}{f_2 - f_1}$

k_2 = gebruikt in de verhouding tussen $(f_2 - f_1)$ en $(f_2 + f_1)$

k_3 = gebruikt in de onderlinge plaatsbepaling van twee orthogonale elementair-impulsvormen

$\tau_1 = \dfrac{1}{f_2 - f_1}$

$\tau_2 = \dfrac{\tau_1}{2}$

A_0 = waarde van de spectraal-amplitudedichtheid bij $|f| = \dfrac{f_2 - f_1}{2}$

$\tau_3 = \dfrac{\tau_1}{4}$

$\tau_4 = \dfrac{3\tau_1}{4}$

$f(t)$ = elementair-impulsvorm met het hoofdmaximum op het tijdstip $t = 0$

F = doorschuiffrequentie van een schuifregister

τ_5 = het omgekeerde van de doorschuiffrequentie F van een schuifregister

b_k = weegfactoren van een digitaal-transversaal filter

$S_1(f)$ = spectrale amplitudedichtheid van een door een digitaal-transversaal filter afgegeven elementair-impulsvorm

N hangt samen met het aantal schuifsecties van een schuifregister

$S_0(f)$ = gewenste spectrale amplitudedichtheid van een elementair-impulsvorm

$S_2(f)$ = $S_1(f)$ in het interval $-\frac{1}{2}F < f < \frac{1}{2}F$, en = 0 buiten dit interval

τ_0 = breedte, in tijd gemeten, van de van het schuifregister afgenomen pulsen

$S_3(f)$ = in verband met de eindige waarde van τ_0 gecorrigeerde spectraal-amplitudedichtheid

A_k = door over te brengen informatiedigits gemoduleerde factor in de pulsreeks

Literatuur

[1] CCITT-bijdrage Com. Sp. A. no. 150, periode 1964 ... 1968. *Source:* IBM World Trade Europe Corp. *Title:* Four-phase digital echo modulation technique.

[2] WHEELER, H. A.: The interpretation of amplitude and phase distortion in terms of paired echoes. Proc. IRE, **27**, June 1939, pp. 359 ... 385.

[3] DAVEY, J. R.: Digital data signal space diagrams. B.S.T.J., November 1964, pp. 2973 ... 2983.

[4] BENNETT, W. R., and DAVEY, J. R.: Data Transmission Book, New York, McGraw Hill, 1965.

[5] AMOCOSO, F.: Bandwidth-efficient modulation for voice band data transmission. Telecommunications, April 1968, pp. 19 ... 24.

[6] LENDER, A.: The duobinary technique for high-speed data transmission. IEEE Trans. on Comm. and Electr., Vol. **82**, May 1963, pp. 214 ... 218.

[7] RADER, C. M., Chairman G-AE concepts subcommittee: On digital filtering. IEEE Trans. on Audio and Electronics, Vol. AU-**16**, nr. 3, Sept. 1968, pp. 303 ... 314.

[8] LEUTHOLD, P.: Filternetzwerke mit digitalen Schieberegistern. Dissertation ETH-Zürich, 13 januari 1967.

Varia

INTERKAMA 1971, 14 ... 20 oktober 1971, Düsseldorf

Ook de vijfde INTERKAMA (Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik) wordt, zoals gebruikelijk, het volgende jaar weer in Düsseldorf gehouden.

Naast de 'INTERKAMA-Fachausstellung' wordt gedurende vijf dagen het 'INTERKAMA-Kongreß' georganiseerd onder het motto 'Systemplanung und Prozeß-Automatisierung'.

De tentoongestelde apparatuur zal op de volgende wijze in groepen worden ingedeeld:

- Meßgeräte und Meßeinrichtungen;
- Analysen- und Untersuchungsgeräte;
- Geräte und Systeme zur Signalfernübertragung;
- Geräte zur Meßwert- und Signalausgabe; Zählgeräte;
- Geräte und Systeme zum Steuern, Reglen und Melden;
- Datenverarbeitungsgeräte und -systeme für die Anwendungsgebiete der Automatisierungstechnik;
- Stellgeräte und Stellantriebe;
- Hilfsmittel und Zubehör;
- Planung, Ausführung und Instandhaltung von Automatisierungsmitteln.

Voor nadere inlichtingen over het congres wende men zich tot: Vorsitzender des Kongreßbeirates, Dr. rer. nat. Max Syrbe, Institut für Schwingungsforschung, Karlsruhe.

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 39, Leidschendam. Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Leidschendam. Secretariaat van de Examencommissie-NERG: van Geusaustraat 151, Voorburg.

Ledenmutaties

Nieuwe leden

Ir. C. A. Bruijnis, van Adrichemstraat 31, Delft.
A. C. Killestijn, Glipperweg 34, Heemstede.
Dr. ir. J. B. H. Peek, Dennenlaan 10, Nuenen.
Ir. R. van der Pol, Tongelresestraat 356, Eindhoven.

Nieuwe adressen van leden

Ir. J. M. Helder, Leopoldlaan 25, Uithoorn.
Ir. W. D. Meewezen, Groen van Prinstererlaan 35, Huizen.
Ir. A. Meijer, Bogardeind 145, Geldrop.
O. J. Selis, Dr. Alb. Schweitzerlaan 82, Barneveld.
Ir. R. Viddeleer, Prins Frederiklaan 402, Leidschendam.